

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

سمینار کارشناسی ارشد مهندسی برق-قدرت

مبدل‌های رزونانسی

میلاذ علی نژاد

استاد راهنما

دکتر سید فریبرز زارعی

مهندس محمد رضا ادیب

چکیده

مبدل‌های سوئیچینگ سخت (hard-switching) مرسوم از محدودیت‌هایی مانند حد بالای فرکانس سوئیچینگ، تداخل الکترومغناطیسی بالا (EMI)، تلفات سوئیچینگ بیشتر، اندازه بزرگ، افزایش وزن و راندمان پایین رنج می‌برند.

برای غلبه بر این محدودیت‌ها، مبدل‌های رزونانسی به طور گسترده در شارژرهای خودروهای الکتریکی (EV) استفاده می‌شوند با این حال، طبقه‌بندی دقیق مبدل‌های رزونانسی مورد استفاده در خودروهای الکتریکی به اندازه کافی در مقالات مورد بحث قرار نگرفته است.

دستورالعمل انتخاب توپولوژی مبتنی بر مبدل رزونانسی مورد نیاز برای شارژ یک خودروی الکتریکی بر اساس توان نامی آن ذکر نشده است.

این مقاله بر طبقه‌بندی دقیقی از مبدل‌های رزونانسی مورد استفاده در مرحله دوم شارژرهای خودروهای برقی تمرکز دارد.

علاوه بر این، این مقاله راهنمایی برای طراحان فراهم می‌کند تا بر اساس وات مصرفی، توپولوژی مبدل مورد استفاده در مرحله اول و مرحله دوم شارژر خودروهای برقی مورد نیاز را انتخاب کنند.

۲. طبقه‌بندی مبدل رزونانسی

۲.۱ مبدل رزونانس سری

۲.۲ مبدل رزونانس موازی

۲.۳ مبدل رزونانس سری-موازی

۲.۴ مبدل LLC

۲.۴.۱ نحوه‌ی کار LLC

۲.۵ مبدل CLLC

۳. طرح‌های کنترل مدولاسیون

۳.۱ طرح کنترل فرکانس متغیر

۳.۲ طرح فرکانس ثابت

۳.۳ مدولاسیون نوسان خودپایدار (SSOC)

۳.۴ مدولاسیون تغییر فاز خودپایدار (SSPSM)

۳.۵ کنترل بهینه مسیر

۴. مبدل‌های دوطرفه

۴.۱ شارژر دوطرفه خودروهای برقی مبتنی بر مبدل رزونانسی

۴.۲ طرح‌های کنترل LLC و CLLC

۴.۳ LLC

۴.۴ CLLC

۵. طرح کنترلی برای تبادل توان اکتیو و راکتیو در حالت عملکرد V2G

۶. حالت‌های شارژ باتری

۷. مقایسه توپولوژی‌های موجود

۸. چالش‌ها و راهکارها

۹. حوزه‌های تحقیقاتی آینده

۱۰. نتیجه‌گیری

مقدمه

جریان توان یک طرفه و دوطرفه. بسته به تعداد عناصر واکنشی موجود در یک توپولوژی مبدل رزونانس معین، این مبدل‌ها به عنوان مبدل‌های رزونانس دو عنصری، سه عنصری و چند عنصری طبقه‌بندی می‌شوند. بسته به اتصال عناصر القایی (L) و خازنی (C) نسبت به سیم‌پیچ ترانسفورماتور، این توپولوژی‌های مبدل به صورت سری، موازی (دو عنصری)، سلف-سلف-خازن (LLC) (سه عنصری) و خازن-سلف-سلف-خازن (CLLC) (چندعنصری) طبقه‌بندی می‌شوند.

با این حال، مبدل‌های رزونانس نوع LLC راندمان بالا، سوئیچینگ ولتاژ صفر (روشن و خاموش شدن ZVS) و استرس ولتاژ پایین روی سوئیچ‌ها و چگالی توان بالا را ارائه می‌دهند. بنابراین، این مقاله عمدتاً بر روی توپولوژی مبدل رزونانس نوع LLC تمرکز دارد. علاوه بر این، طرح‌های مدولاسیون و طرح‌های کنترلی مختلف برای مبدل رزونانس LLC و CLLC به همراه کنترل توان اکتیو و راکتیو برای حالت عملکرد خودرو-2-شبکه (V2G) مورد بحث قرار گرفته است.

علاوه بر این، طرح‌های مدولاسیون و طرح‌های کنترلی مختلف برای مبدل رزونانس LLC و CLLC به همراه کنترل توان اکتیو و راکتیو برای حالت عملکرد خودرو-2-شبکه (V2G) مورد بحث قرار گرفته است.

به شارژرهای تک مرحله‌ای و دو مرحله‌ای طبقه‌بندی می‌شوند. در مورد شارژر تک مرحله‌ای، هیچ خازن لینک DC وجود ندارد، فقط یک مبدل AC/DC ایزوله وجود دارد. از سوی دیگر، شارژر دو مرحله‌ای دارای یک خازن لینک (DC-link) است که اندازه بزرگی دارد و طول عمر کوتاهی دارد.

بسته به نحوه نصب شارژرهای خودروهای برقی، آنها به دو دسته داخلی و خارجی طبقه‌بندی می‌شوند. در مورد شارژر داخلی، مبدل شارژر در داخل خودرو نصب می‌شود، در حالی که در مورد شارژر خارجی، مبدل شارژر در خارج از خودروی برقی نصب می‌شود.

بسته به اتصال خودروی برقی به ایستگاه شارژ، شارژرهای خودروی برقی به دو دسته القایی و رسانا طبقه‌بندی می‌شوند.

در مورد تکنیک شارژ القایی، از یک میدان الکترومغناطیسی برای انتقال نیرو از یک سیم‌پیچ فرستنده به یک سیم‌پیچ گیرنده استفاده می‌شود. سیم‌پیچ فرستنده به شرکت شارژ متصل است، در حالی که سیم‌پیچ گیرنده روی خودروی برقی نصب شده است. در مورد شارژ القایی، میدان مغناطیسی مسئول انتقال انرژی از سیم‌پیچ فرستنده به سیم‌پیچ گیرنده است.

با این حال، در مورد تکنیک شارژ خازنی، این انرژی می‌تواند با کمک یک میدان الکتریکی از سیم پیچ فرستنده به سیم پیچ گیرنده منتقل شود.

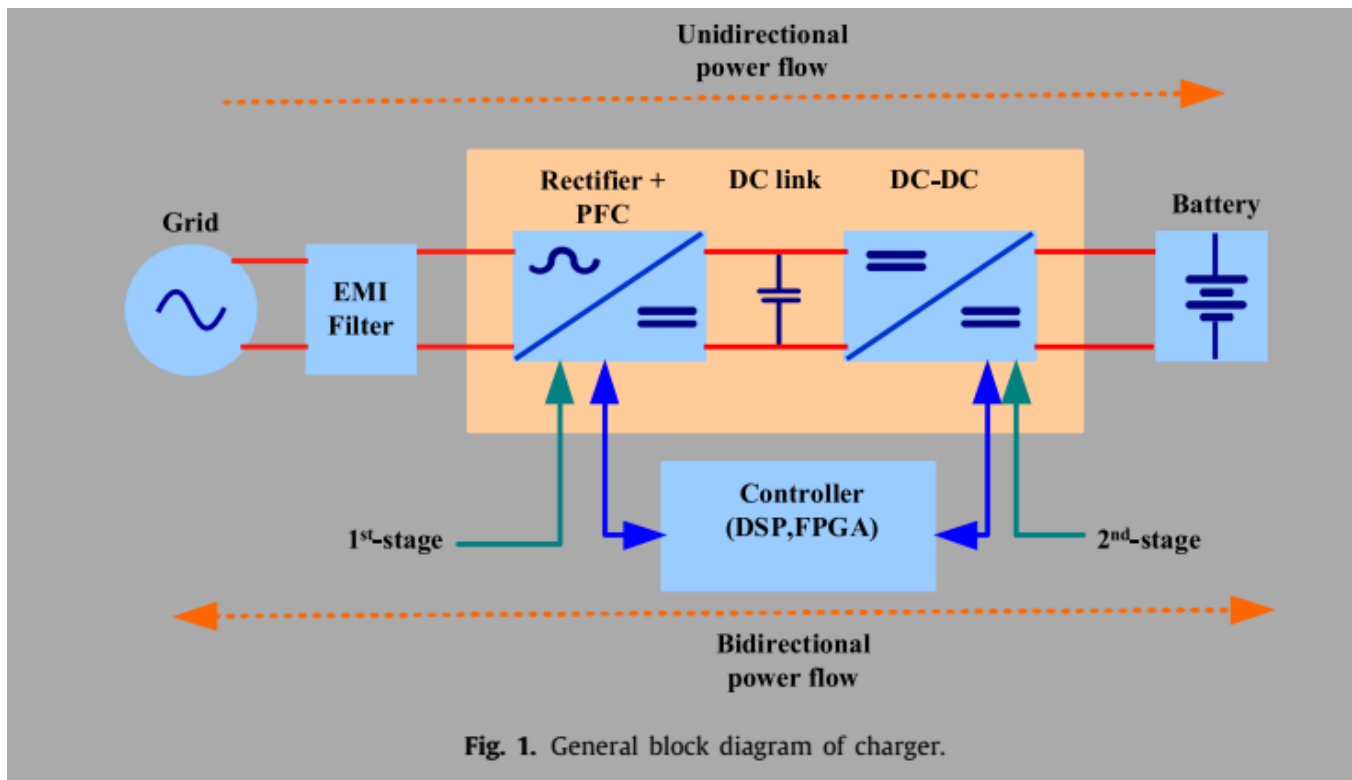


Fig. 1. General block diagram of charger.

طبقه‌بندی شارژر خودروهای برقی و نوع دوشاخه مورد نیاز برای هر سطح مورد بحث قرار گرفته است. خودروهای الکتریکی در سازگاری کامل خود با چالش‌های فنی متعددی روبرو هستند، مانند زمان شارژ بالا، اضطراب (anxiety) برد، تلفات بالا و راندمان پایین شارژرهای خودروهای برقی موجود.

مبدل‌های رزونانسی اخیراً به دلیل قابلیت‌هایشان در رفع این چالش‌های شارژر خودروهای برقی، محبوبیت زیادی پیدا کرده‌اند.

مبدل‌های رزونانسی می‌توانند با ارائه سوئیچینگ ولتاژ و جریان صفر، به شارژ سریع و کاهش تلفات کمک کنند و منجر به حداقل رساندن اضطراب برد شوند.

تکنیک‌های مدولاسیون مورد استفاده برای مبدل‌های رزونانسی به عنوان تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM) و مدولاسیون فرکانس (FM) طبقه‌بندی می‌شوند. با این حال، مبدل‌های رزونانسی مدوله شده با فرکانس مزایای متعددی نسبت به مبدل‌های مدوله شده با پهنای پالس سنتی ارائه می‌دهند،

از جمله :

(الف) تلفات سوئیچینگ کمتر و راندمان بالا

(ب) توانایی کار در فرکانس سوئیچینگ بالاتر، که به کاهش اندازه اجزای مغناطیسی کمک می کند و در نتیجه

چگالی توان را افزایش می دهد

(ج) توانایی سوئیچینگ ولتاژ صفر، که می تواند مشکلات تداخل الکترومغناطیسی را حل کند. (ZVS)

بهره ولتاژ یک مبدل رزونانس مبتنی بر LLC مدوله شده با فرکانس، باید در طیف وسیعی از فرکانس سوئیچینگ، f_s ، بالا باشد.

مبدل رزونانس اگر فرکانس سوئیچینگ، f_s کمتر از فرکانس رزونانس، f_r باشد، قابلیت ZVS خود را از دست می دهد. با این حال، اگر مقدار f_r بیشتر از f_r باشد، تنظیم ولتاژ مبدل رزونانس به دلیل تأثیر خازن اتصال، (Cj) دیویدهای یکسوکننده سمت ثانویه، ضعیف می شود.

بازده مبدل رزونانس مبتنی بر LLC با افزایش اختلاف بین f_s و f_r به سرعت کاهش می یابد. (Kim et al., 2018) علاوه بر این، اندازه اجزای مغناطیسی توسط حد پایین f_s محدود می شود.

از بحث فوق، مشاهده می شود که طراحی مبدل رزونانس مبتنی بر LLC از چالش های مختلفی رنج می برد. برای غلبه بر محدودیت های ذکر شده در بالا، تکنیک های مختلفی در مقالات مورد بحث قرار گرفته است که مبتنی بر چهار روش زیر است:

۱. با تنظیم پارامترهای مدار تانک.

۲. با مدارهای قابل پیکربندی مجدد مانند تمام پل، نیم پل، دو برابر کننده ولتاژ، چهار برابر کننده ولتاژ و

غیره

در سمت ثانویه انتقال ایزولاسیون.

۳. با استفاده از مدارهای قابل پیکربندی مجدد مانند تمام پل، نیم پل و غیره در سمت اولیه انتقال

ایزولاسیون.

۴. با اصلاح استراتژی‌های کنترل و مدولاسیون

با استفاده از یک مدار تانک اصلاح شده در مبدل‌های رزونانسی، یا یکسوکنده می‌توان به راندمان بالا در طیف وسیعی از ولتاژهای خروجی دست یافت.

شماتیک مبدل‌های توان رزونانسی (RPC) شامل شش مرحله در شکل 2 نشان داده شده است.

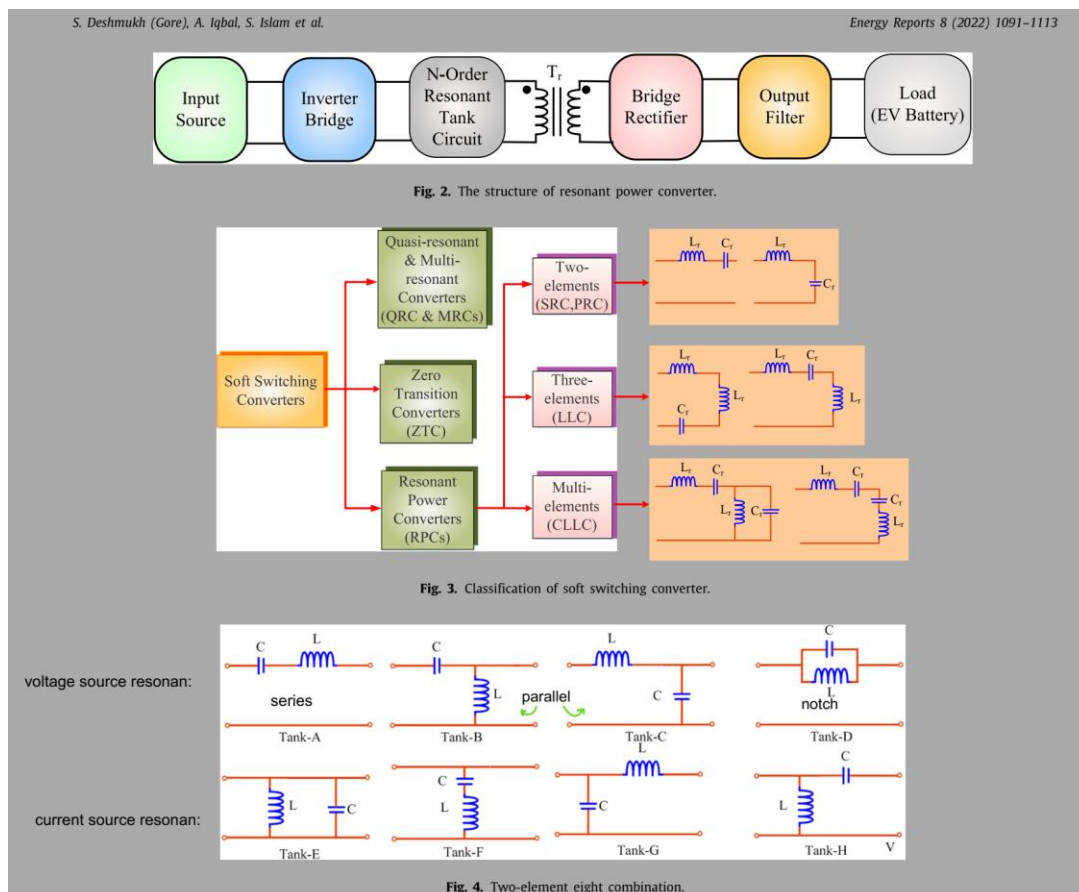
مرحله اول منبع ورودی است که می‌تواند یک منبع ولتاژ یا جریان باشد.

مرحله دوم یک اینورتر پل است که می‌تواند یک اینورتر نیم پل یا تمام پل باشد. خروجی مرحله دوم به مدار تانک رزونانس مرتبه N که توسط سلف‌ها و خازن‌ها تشکیل شده است، اعمال می‌شود.

در اینجا (که در آن $N = 0, 1, 2, \dots, N$) تعداد کل سلف‌ها و خازن‌های متصل در مدار تانک رزونانس را نشان می‌دهد. مرحله بعدی ترانسفورماتور است که برای جداسازی یک مرحله از مرحله دیگر استفاده می‌شود.

خروجی طبقه ایزوله به طبقه یکسوساز پل که می‌تواند یکسوساز تمام پل یا نیم پل باشد، اعمال می‌شود.

خروجی طبقه یکسوساز پل به طبقه فیلتر که شامل یک فیلتر پایین گذر یا یک فیلتر بالا گذر است، اعمال می‌شود.



RPC ها به انواع RPC های دو عنصری (مرتبه دوم)، سه عنصری (مرتبه سوم) و چند عنصری (مرتبه بالاتر) طبقه بندی می شوند، همانطور که در شکل 2 نشان داده شده است.

RPC دو عنصری یک مدار تانک رزونانس مرتبه دوم است که شامل یک سلف و یک خازن است. بسته به اتصال منبع ولتاژ یا جریان در پورت ورودی، هشت پیکربندی ممکن از RPC های دو عنصری وجود دارد که در شکل 4 نشان داده شده است. مدار تانک مربوط به پیکربندی های منبع ولتاژ نشان داده شده در شکل ۴، تانک A، مانند یک فیلتر میان گذر رفتار می کند. بنابراین، به آن مبدل رزونانس سری (SRC) یا فرکانس رزونانس سری (SRF) می گویند.

پیکربندی های نشان داده شده در تانک B و تانک C مبدل های رزونانس موازی (PRC) یا فرکانس رزونانس موازی (PRF) نامیده می شوند که مانند فیلتر بالاگذر و فیلتر پایین گذر رفتار می کنند. پیکربندی نشان داده شده در شکل ۴، تانک d، مانند یک فیلتر ناچ رفتار می کند و مبدل فرکانس رزونانس ناچ (NRF) نامیده می شود.

معیارهای زیر برای تشکیل یک مبدل رزونانسی بر اساس مدار تانک رزونانس سه عنصری استفاده می شود:

۱. هنگامی که ورودی مدار تانک رزونانس، مدار باز باشد، سلف ها با مدار باز و خازن ها به عنوان اتصال کوتاه جایگزین می شوند. این امر منجر به توسعه پیکربندی مبتنی بر مبدل رزونانس با منبع ولتاژ به عنوان ورودی می شود.

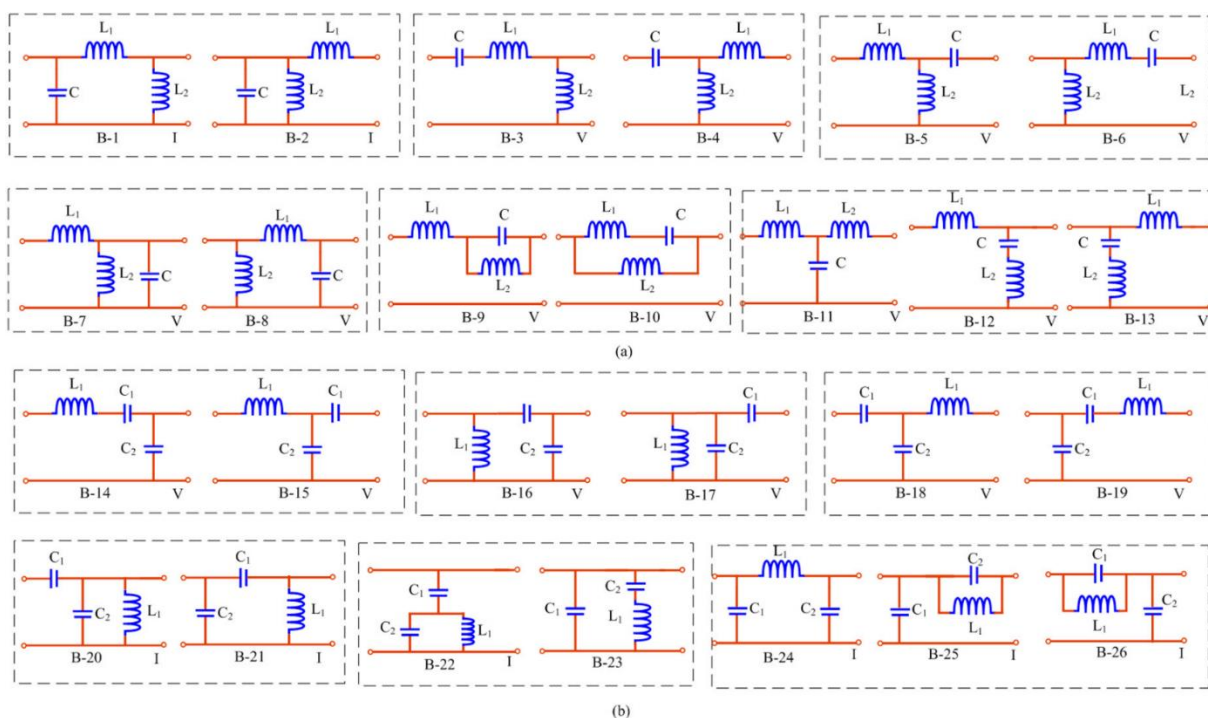


Fig. 5. Three-element twenty-six combination (a) Two-inductors and one capacitor tank circuit (b) Two-capacitors and one inductors tank circuit. (In the lower right

۲. هنگامی که ورودی مدار تانک رزونانس اتصال کوتاه است، با جایگزینی سلف‌ها به عنوان مدار باز و خازن‌ها به عنوان اتصال کوتاه، یک مبدل رزونانس با ورودی به عنوان منبع جریان ایجاد می‌شود.

۳. اگر ورودی مدار تانک رزونانس مستقیماً به خروجی متصل باشد، این مبدل نمی‌تواند به عنوان مبدل رزونانس استفاده شود.

۴. اگر ورودی منبع ولتاژ باشد، امپدانس ورودی مدار تانک رزونانس باید در فرکانس بالا بی‌نهایت باشد تا جریان ورودی فرکانس بالای مدار تانک رزونانس را محدود کند. در فرکانس بالا، به یک موج سینوسی نزدیک می‌شود.

۵. وقتی منبع ورودی یک منبع جریان است، امپدانس ورودی باید در فرکانس بالا صفر باشد تا مولفه‌های فرکانس بالای ولتاژ ورودی مدار تانک رزونانس را محدود کند. در فرکانس بالا، به یک موج سینوسی نزدیک می‌شود.

رایج ترین پیکربندی مبدل رزونانسی مبتنی بر مدارهای تانک رزونانس LLC شامل منابع ولتاژ و جریان در شکل a5 نشان داده شده است.

سه کلاس آنها به شرح زیر است:

سه خازن و یک سلف (کلاس 1)

سه سلف و یک خازن (کلاس ۲)

سه خازن و یک سلف (کلاس ۳)

۲.۱ مبدل رزونانس سری

شماتیک مبدل رزونانس سری (SRC) همانطور که در شکل a7 نشان داده شده است. SRC شامل یک اینورتر نیم پل، شبکه رزونانس دو عنصری، ترانسفورماتور ایزولاسیون و یکسوساز است. اینورتر نیم پل از دو سوئیچ شامل دیود بدنه و خازن‌های پارازیتی تشکیل شده است. مدار تانک رزونانس شامل سلف رزونانس، L_r و خازن، C_r است. عناصر راکتیو، L_r و C_r به صورت سری با سیم پیچ ترانسفورماتور قرار می‌گیرند و از این رو به عنوان مبدل رزونانس سری نامیده می‌شوند. مدار تانک رزونانس و بار متصل به خروجی یکسوساز به صورت سری هستند. در اینجا، مدار تانک و بار به عنوان تقسیم‌کننده ولتاژ عمل می‌کنند. امپدانس تانک رزونانس را می‌توان با تنظیم فرکانس ولتاژ محرک، V ، تغییر داد. ولتاژ ورودی بین بار و امپدانس تانک رزونانس تقسیم می‌شود. SRC به عنوان یک مدار تقسیم‌کننده ولتاژ عمل می‌کند.

بنابراین، بهره SRC DC همیشه کمتر از واحد است. مقدار امپدانس مدار تانک در فرکانس رزونانس کوچک است. بنابراین، مقدار ولتاژ خروجی مبدل رزونانس برابر با ولتاژ ورودی آن است. از این رو، مقدار بهره SRC در فرکانس رزونانس حداکثر است (یانگ، ۲۰۰۳؛ استیگرwald، ۱۹۸۸). مبدل SRC شامل یک خازن در سمت اولیه ترانسفورماتور است که مولفه dc بلوک جریان اولیه را مسدود می‌کند (استیگرwald، ۱۹۸۸). بنابراین، در شرایط بی‌باری، گزینش‌پذیری پایینی در مشخصه‌های بهره ولتاژ SRC مشاهده می‌شود. برای این شرایط، منحنی بهره ولتاژ به صورت یک خط افقی به نظر می‌رسد. بنابراین، SRC نمی‌تواند در شرایط بی‌باری کار کند که یکی از محدودیت‌های مبدل SRC است.

محدودیت دیگر این است که فیلتر خروجی باید بتواند جریان رپیل بالا را تحمل کند. بنابراین، SRC برای کاربردهای ولتاژ پایین با جریان بالا مناسب نیست.

۲.۲ مبدل رزونانس موازی

شماتیک مبدل رزونانس موازی در شکل b7 نشان داده شده است. در PRC، یکی از اجزای راکتیو یا هر دو به صورت موازی با بار متصل می‌شوند. این پیکربندی، مبدل رزونانس موازی نامیده می‌شود (یانگ، ۲۰۰۳؛ استیگرwald، ۱۹۸۸). طرف اولیه ترانسفورماتور شامل یک خازن است و یک سلف در طرف ثانویه برای تطبیق امپدانس استفاده می‌شود. محدودیت مبدل SRC با استفاده از PRC حل می‌شود که در حالت بی‌باری قادر به تنظیم ولتاژ خروجی است. این مبدل از این محدودیت رنج می‌برد که مقدار جریان در گردش با افزایش ولتاژ ورودی افزایش می‌یابد. مقدار جریان در گردش در مقایسه با SRC زیاد است.

۲.۳ مبدل رزونانس سری-موازی

شماتیک مبدل رزونانس سری-موازی در شکل 8 نشان داده شده است. این مبدل شامل سه عنصر راکتیو است. مخزن رزونانس SPRC ترکیبی است که از ترکیب SRC و PRC تشکیل شده است. یک سلف فیلتر خروجی، مشابه PRC، به سمت ثانویه اضافه می‌شود تا با امپدانس مطابقت داشته باشد (یانگ، ۲۰۰۳). این چیدمان، معایب SRC و PRC مانند تنظیم بی‌باری و جریان گردشی را از بین می‌برد. این امر را می‌توان با طراحی و انتخاب مناسب اجزای رزونانس به دست آورد. این مبدل رزونانس سری-موازی می‌تواند ولتاژ خروجی را در حالت بی‌باری تنظیم کند، تنها در صورتی که مقدار Cp خیلی کوچک نباشد. اگر مقدار Cp خیلی کوچک باشد، مانند یک SRC رفتار خواهد کرد (Steigerwald, 1988).

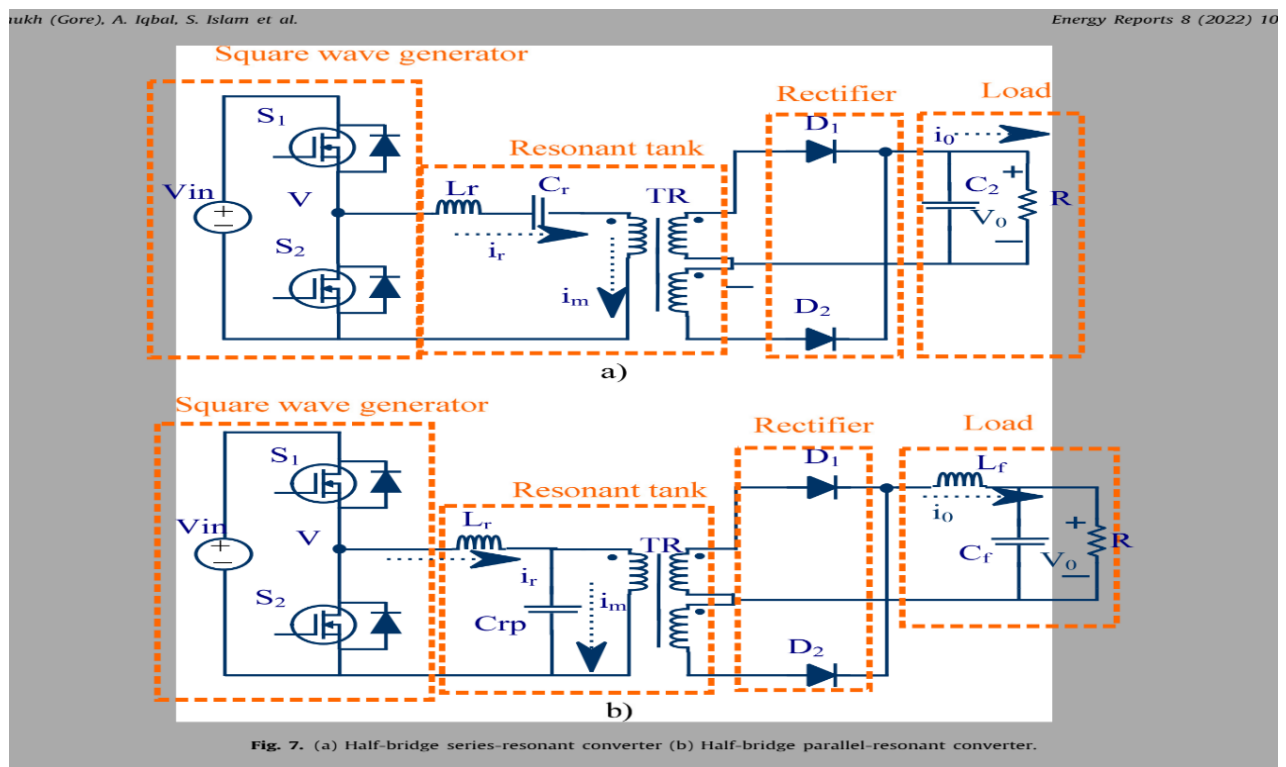
۲.۴ مبدل LLC :

مزایای مبدل‌های رزونانس سری و موازی در مبدل رزونانس LLC ترکیب شده‌اند. مزایای اضافی مبدل‌های رزونانس (به‌ویژه نوع LLC) که به خودروهای برقی منتقل می‌شوند، در شکل 9 به تفصیل شرح داده شده است. مبدل رزونانس LLC به دستیابی به عملکرد روشن شدن با ولتاژ صفر (ZVS) و خاموش شدن با جریان صفر (ZCS) کمک می‌کند. علاوه بر این، چگالی توان بالاتر با کار در فرکانس بالاتر حاصل می‌شود که اندازه ترانسفورماتور را کاهش می‌دهد. علاوه بر این، ترانسفورماتور همچنین ایزولاسیون گالوانیکی را فراهم می‌کند.

مبدل رزونانسی طیف وسیعی از ولتاژهای خروجی را تولید می‌کند. با تغییر فرکانس سوئیچینگ، تغییری در امپدانس اجزای رزونانسی ایجاد می‌شود که منجر به تغییر در بهره مبدل خواهد شد. شکل موج‌های ولتاژ و جریان یکسوکندده دیودی هیچ گونه جهش ناگهانی ندارند. از این رو، تداخل الکترومغناطیسی (EMI) و آلودگی هارمونیک کمی دارد.

شکل 10 شماتیک مبدل نیم پل LLC را نشان می‌دهد این مبدل به پنج بخش تقسیم شده است که عبارتند از:

یک اینورتر نیم پل، تانک رزونانس، ترانسفورماتور با نسبت دور $n:1$ و مدار یکسوساز با سر وسط، خازن خروجی. بار مربوط به مبدل LLC باتری است که به عنوان یک بار مقاومتی نمایش داده می‌شود.



Square wave generator

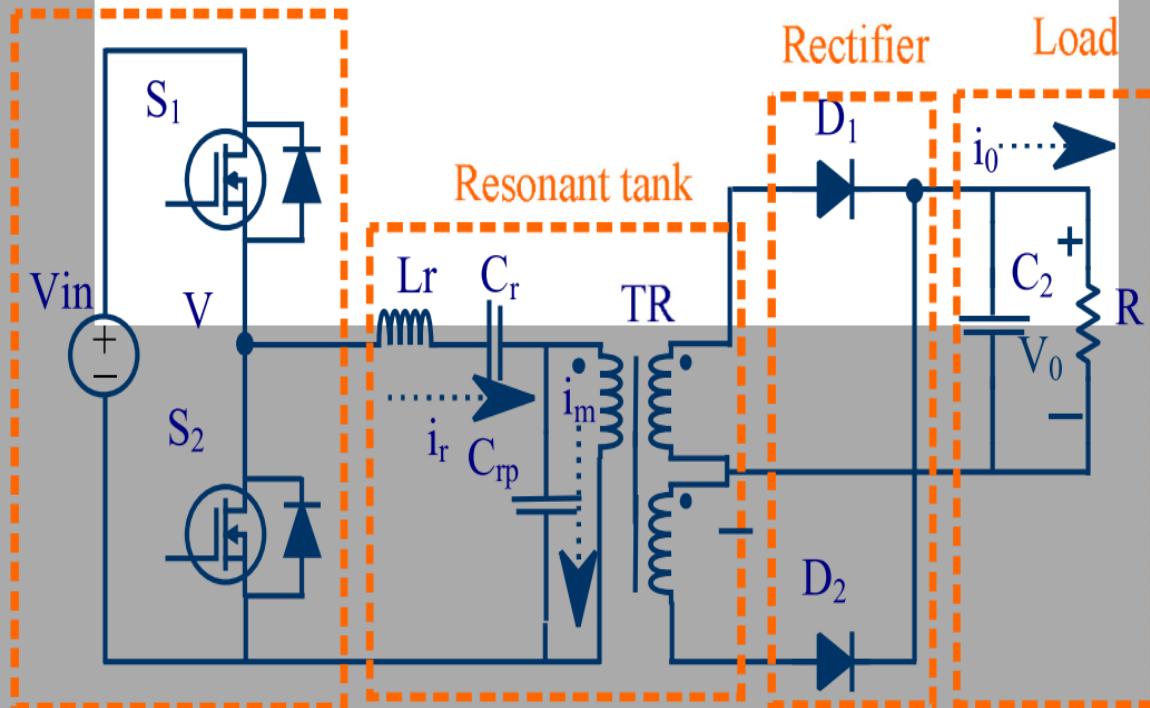


Fig. 8. Half-bridge series-parallel converter.

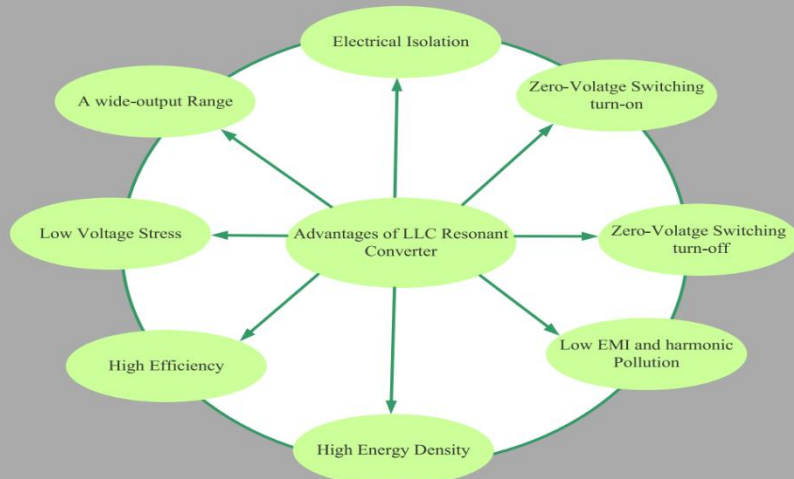


Fig. 9. Benefits of LLC converter.

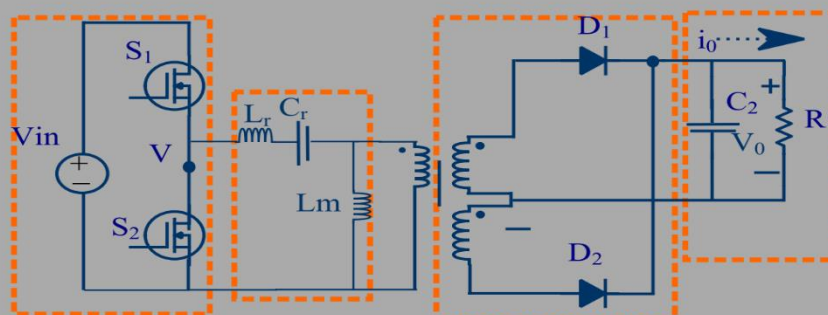
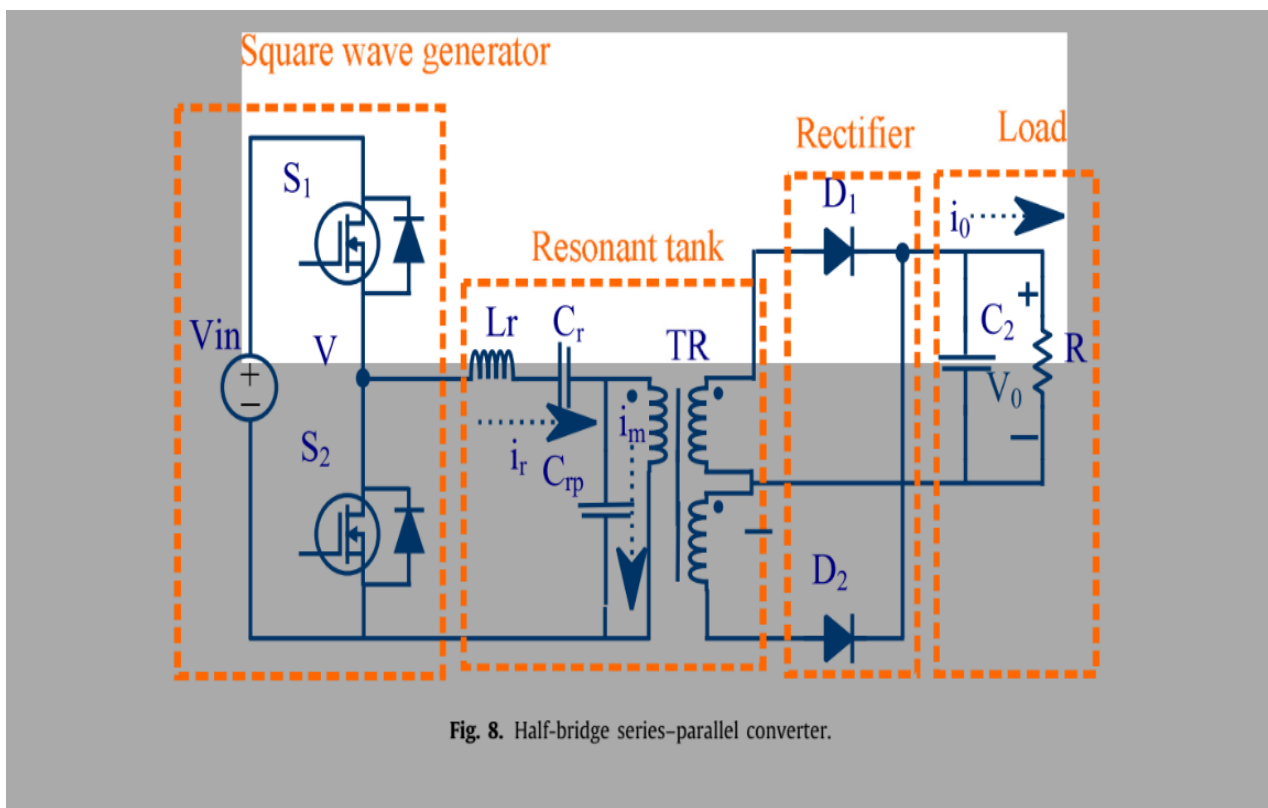
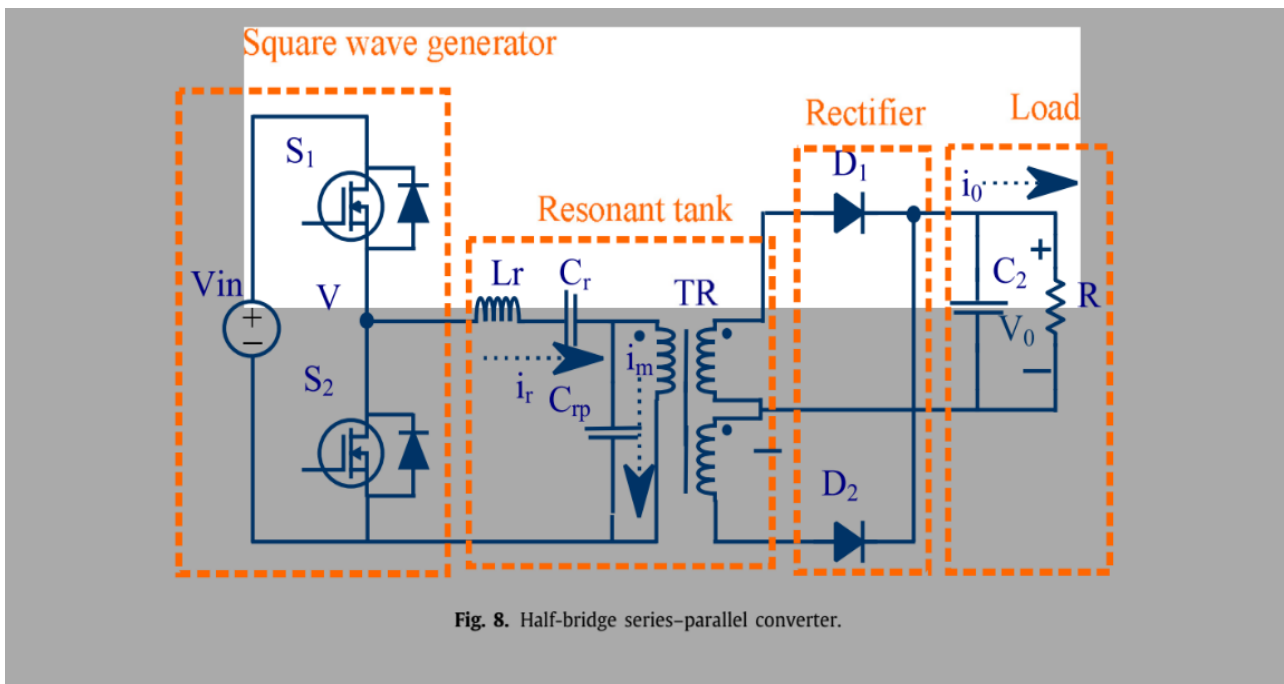


Fig. 10. Half-Bridge LLC converter.



نکته: تفاوت بین مبدل رزونانس سری و مبدل رزونانس LLC در وجود اندوکتانس مغناطیسی L_m است. مبدل LLC دارای سه جزء رزونانسی، L_r ، C_r و L_m است. در اینجا، L_r و C_r سلف و خازن رزونانسی و L_m اندوکتانس مغناطیسی است. ورودی این مدار تانک، پیکربندی اینورتر نیم پل است.

نکته : به دلیل وجود یک خازن سری با مسیر جریان، متعادل سازی خودکار شار امکان پذیر است و بهره در فرکانس رزونانس، صرف نظر از تغییر بار، همیشه برابر با واحد است.

۲.۵ مبدل CLLC

مبدل LLC دارای یک مدار تانک رزونانس نامتقارن است. با این حال، این مشکل با استفاده از مبدل CLLC حل می شود.

مبدل CLLC تمام پل در شکل 16 نشان داده شده است. این مبدل دارای چهار جزء رزونانسی، C_{pr} L_{pr} L_{rs} C_{rs} است. این مبدل توسط یک فرکانس متغیر کنترل می شود که ناحیه وسیعی از ناحیه سوئیچینگ نرم را در شرایط بار کم پوشش می دهد این مبدل راندمان بالاتری ارائه می دهد.

با این حال، طراحی و کنترل آن پیچیده است یک مبدل رزونانسی CLLC با توان ۶.۶ کیلووات و راندمان ۹۷.۸۵٪ در مقاله ژانگ و همکاران (۲۰۲۰) پیشنهاد شده است.

یک مطالعه مقایسه ای بین مبدل CLLC نیم پل و تمام پل در مقاله He و Khaligh (2016) انجام شده است.

نیم پل تنش جریان بالایی دارد و چگالی توان نیز بالا و در مقایسه با تمام پل، کم هزینه است.

یک تحلیل مقایسه ای نشان می دهد که ناحیه ZVS به دلیل ظرفیت خازنی انگلی (parasitic) سوئیچ ها کاهش می یابد

بهره و لتاژ مبدل

بهره مبدل = بهره پل سوئیچینگ * بهره تانک رزونانس * نسبت دور ترانسفورماتور (N_s/N_p) که در آن بهره سوئیچینگ برای یک پل کامل ۱ و برای یک پل نیم پل ۰.۵ است.

بهره تانک رزونانس را می توان با تجزیه و تحلیل مدار رزونانس معادل نشان داده شده در شکل ۲.۲ بدست آورد، بهره تانک رزونانس برابر با بزرگی تابع انتقال آن مطابق معادله ۱ است.

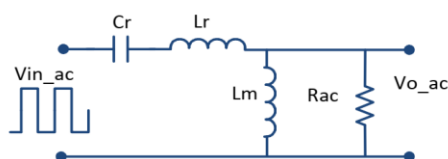


Figure 2.2 Equivalent resonant circuit

$$K(Q, m, F_x) = \frac{|V_{o_ac}(s)|}{|V_{in_ac}(s)|} = \frac{F_x^2 (m-1)}{\sqrt{(m \cdot F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 \cdot (F_x^2 - 1)^2 \cdot (m-1)^2 \cdot Q^2}}$$

Eq. 1

Where,

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad \text{Quality factor}$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{N_P^2}{N_S^2} \cdot R_o \quad \text{Reflected load resistance}$$

$$F_x = \frac{f_s}{f_r} \quad \text{Normalized switching frequency}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad \text{Resonant frequency}$$

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad \text{Ratio of total primary inductance to resonant inductance}$$

می‌توان نمودار بهره تانک رزونانس K را با فرکانس سوئیچینگ نرمال شده برای مقادیر مختلف ضریب کیفیت Q و هر مقدار واحد m رسم کرد، همانطور که در شکل 2.3 نشان داده شده است. انتخاب مقدار m در بخش بعدی این سند مورد بحث قرار خواهد گرفت، اما m=6 به عنوان مثال استفاده شده است.

در شکل 2.3 می‌توان مشاهده کرد که منحنی‌های Q پایین متعلق به عملکرد بار سبک‌تر هستند در حالی که منحنی‌های Q بالاتر نشان‌دهنده بارهای سنگین‌تر هستند. همچنین مشاهده می‌شود که تمام منحنی‌های Q (شرایط بار) در نقطه فرکانس رزونانس (در $F_x=1$ یا $f_s=f_r$) یکدیگر را قطع می‌کنند و بهره واحد دارند.

شکل ۲.۳ نشان می‌دهد که همه منحنی‌های بهره دارای پیک‌هایی هستند که مرز بین امپدانس‌های القایی و خازنی مخزن رزونانس را تعریف می‌کنند، از این رو می‌توانیم نواحی عملکرد القایی و خازنی را به صورت سایه‌دار در نمودار تعریف کنیم. هدف از تعریف هر دو ناحیه این است که مطلوب است که عملکرد القایی در کل محدوده ولتاژ ورودی و جریان بار حفظ شود و هرگز در عملکرد ناحیه خازنی قرار نگیرد. چنین الزامی به این دلیل است که سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) فقط در ناحیه القایی حاصل می‌شود، علاوه بر این، عملکرد خازنی به این معنی است که جریان از ولتاژ جلوتر است، بنابراین جریان در MOSFET قبل از خاموش شدن MOSFET جهت معکوس پیدا می‌کند، سپس پس از خاموش شدن MOSFET، جریان معکوس در دیود بدنه MOSFET جاری می‌شود که باعث کموتاسیون سخت دیود بدنه پس از روشن شدن MOSFET دیگر در پل می‌شود که به نوبه خود باعث تلفات بازپایی معکوس و نویز می‌شود و

ممکن است باعث جهش‌های جریان بالا و خرابی دستگاه شود. می‌توان از عملکرد خازنی جلوگیری کرد و در بخش بعدی این سند مورد بحث قرار خواهد گرفت.

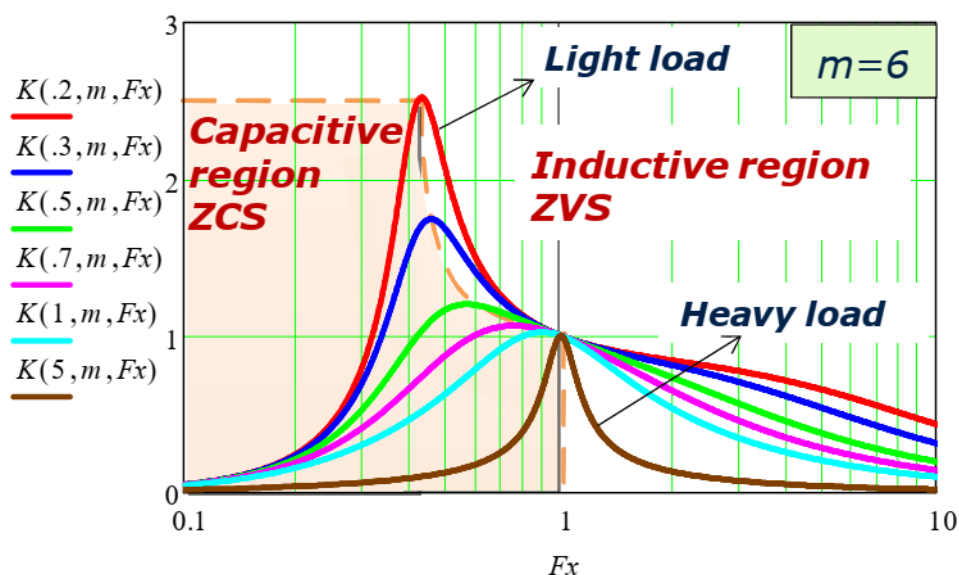


Figure 2.3

۲ حالت‌های عملکرد

از آنجایی که بهره شبکه LLC با فرکانس مدوله می‌شود، مبدل می‌تواند بسته به شرایط ولتاژ ورودی و جریان بار، در سه حالت کار کند، همانطور که در زیر فهرست شده و در شکل ۲.۴ نشان داده شده است:

۱. در فرکانس رزونانس، $f_s = f_r$.

۲. در فرکانس رزونانس بالاتر، $f_s > f_r$.

۳. در فرکانس رزونانس پایین‌تر، $f_s < f_r$.

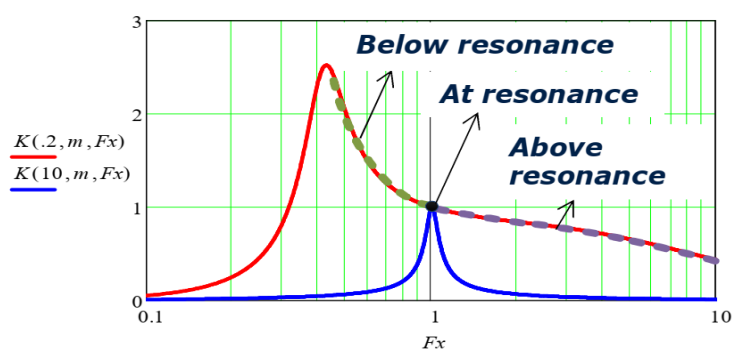


Figure 2.4

علیرغم سه حالت ذکر شده در بالا؛ که بعداً در این بخش به تفصیل توضیح داده خواهند شد؛ مبدل تنها دو عملیات ممکن را در چرخه سوئیچینگ دارد، همانطور که در زیر توضیح داده شده است. و هر یک از حالت‌های ذکر شده در بالا ممکن است شامل یک یا هر دو این عملیات باشد.

(۱) عملیات تحویل توان، که دو بار در یک سیکل سوئیچینگ رخ می‌دهد؛ اول، زمانی که تانک رزونانس با ولتاژ مثبت تحریک می‌شود، بنابراین جریان در نیمه اول سیکل سوئیچینگ در جهت مثبت رزونانس می‌کند، مدار معادل این حالت در شکل ۲.۵ نشان داده شده است، و دومین اتفاق زمانی است که تانک رزونانس با ولتاژ منفی تحریک می‌شود، بنابراین جریان در نیمه دوم سیکل سوئیچینگ در جهت منفی رزونانس می‌کند، مدار معادل این حالت در شکل ۲.۶ نشان داده شده است.

در طول عملیات تحویل توان، ولتاژ سلف مغناطیسی، ولتاژ خروجی منعکس شده مثبت/منفی است و جریان مغناطیسی به ترتیب شارژ/دشارژ می‌شود.

اختلاف بین جریان رزونانس و جریان مغناطیسی از طریق ترانسفورماتور و یکسوکنده به سمت ثانویه عبور می‌کند و توان به بار تحویل داده می‌شود

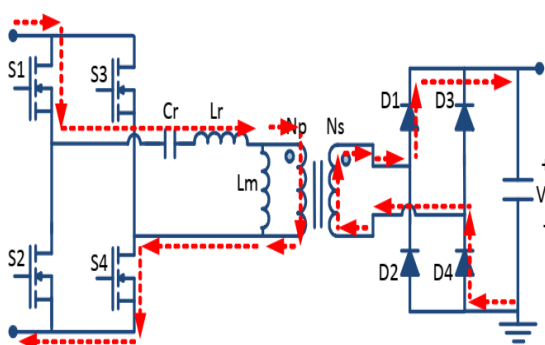


Figure 2.5

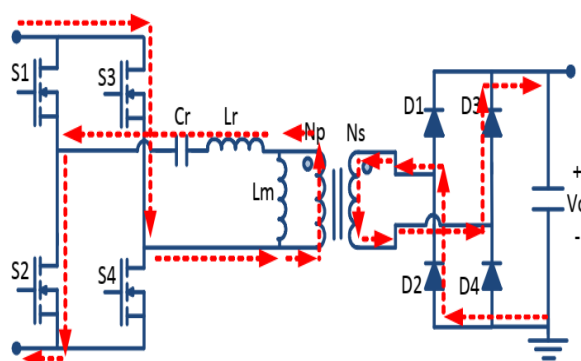


Figure 2.6

(۲) عملکرد هرزگردی، که می‌تواند پس از عملیات تحویل توان رخ دهد، تنها در صورتی که جریان رزونانس به جریان مغناطیسی ترانسفورماتور برسد، این تنها زمانی اتفاق می‌افتد که $f_s < f_r$ ، باعث می‌شود جریان ثانویه ترانسفورماتور به صفر برسد و یکسوکنده سمت ثانویه قطع شود، در نتیجه، سلف مغناطیسی آزاد خواهد بود تا با سلف رزونانس و خازن وارد رزونانس شود، فرکانس این رزونانس دوم کوچکتر از فرکانس رزونانس اصلی f_r است، به خصوص در مقادیر بالای m که در آن $L_m \gg L_r$ است، بنابراین جریان اولیه در طول عملکرد هرزگردی فقط کمی تغییر می‌کند و می‌توان برای

سادگی آن را بدون تغییر تقریب زد. مدارهای معادل عملکرد هرزگردی در هر دو نیمه چرخه سوئیچینگ در شکل ۲.۷ و شکل ۲.۸ نشان داده شده‌اند.

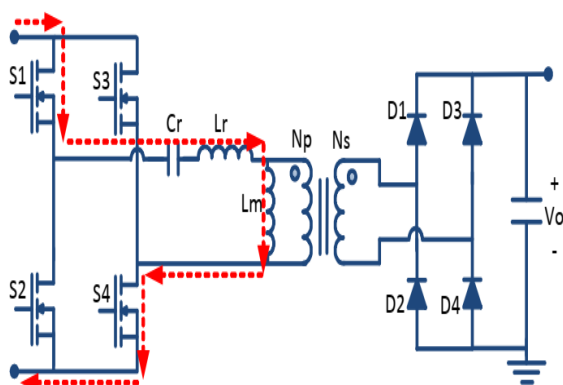


Figure 2.7

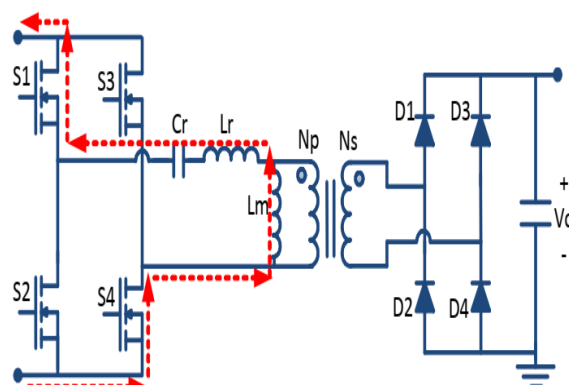


Figure 2.8

ضریب کیفیت بستگی به جریان بار دارد. شرایط بار سنگین با مقادیر Q بالا کار می‌کنند، در حالی که بارهای سبک‌تر مقادیر Q پایین‌تری دارند. تعیین مقداری برای Q_{max} مرتبط با نقطه حداکثر بار مهم است.

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}}$$

برای نشان دادن تأثیر مقدار Q بر تنظیم ولتاژ، شکل 3.2 یک نمودار بهره ولتاژ نمونه برای مقادیر مختلف Q را نشان می‌دهد. فرض کنید که بهره تانک رزونانس باید از 0.8 تا 1.2 باشد. برای مثال، می‌توانیم ببینیم که منحنی با مقدار Q پایین ($Q=0.3$) می‌تواند به بهره بوست بالاتری برسد، اما در ناحیه "رزونانس بالاتر از $f_s > f_r$ " حساسیت کمتری به مدولاسیون فرکانس دارد، از این رو، فرکانس سوئیچینگ باید برای رسیدن به حداقل بهره ولتاژ ($K=0.8$) افزایش زیادی یابد که باعث تلفات سوئیچینگ اضافی می‌شود.

در حالی که منحنی مقدار Q بالاتر ($Q=1$) می‌تواند با افزایش فرکانس سوئیچینگ کمتر، به حداقل بهره ($K=0.8$) برسد، اما قادر به رسیدن به حداکثر بهره ($K=1.2$) نیست. بنابراین، به نظر می‌رسد مقدار Q متوسط حدود 0.5، نیاز به بهره ولتاژ را در این مورد خاص برآورده می‌کند.

نتیجه می‌گیریم که تنظیم مقدار Q می‌تواند به دستیابی به حداکثر بهره کمک کند، اما محدوده مدولاسیون فرکانس را افزایش می‌دهد، بنابراین، نباید برای رسیدن به حداکثر بهره ولتاژ مورد نظر، به تنظیم مقدار Q_{max} به عنوان یک تکرار طراحی تکیه کنیم، بلکه باید همانطور که در مرحله بعدی توضیح داده خواهد شد، به تنظیم مقدار m تکیه کنیم.

اگرچه روش مستقیمی برای انتخاب مقدار بهینه Q وجود ندارد، اما باید Q_{max} را به طور متوسط همانطور که قبلاً بحث شد و بر اساس طراحی خاص موجود انتخاب کنیم.

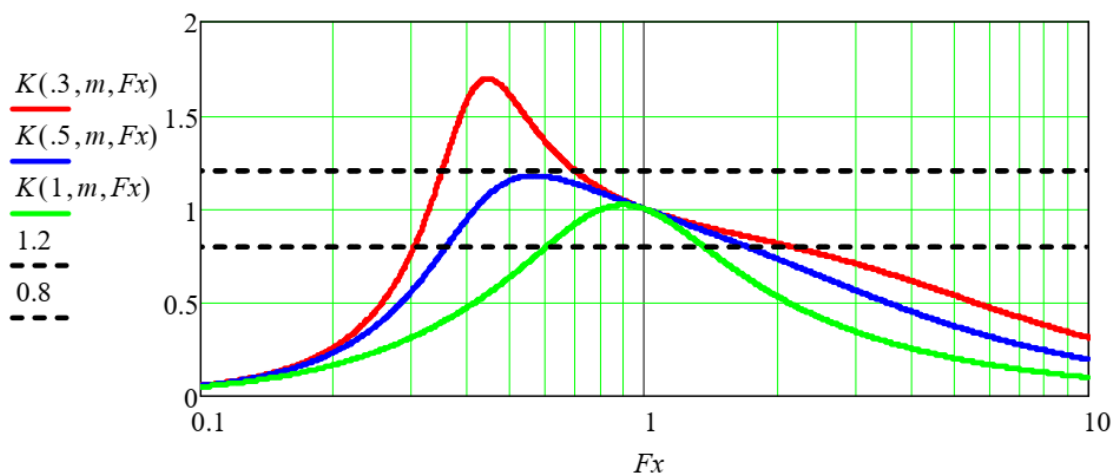


Figure 3.2

DCX

مبدل‌های رزونانسی تنظیم‌نشده، مبدل‌های رزونانسی LLC و CLLC، با نسبت تبدیل ولتاژ ثابت که در فرکانس رزونانس کار می‌کنند و به عنوان ترانسفورماتورهای DC (DCX) نیز شناخته می‌شوند، به دلیل ویژگی راندمان بالای خود جذاب هستند. با این وجود، مسائلی در ارتباط با DCX‌ها در کاربردهای واقعی وجود دارد. قابلیت تنظیم و قابلیت ردیابی خودکار فرکانس رزونانس دو مسئله مهم برای DCX‌ها هستند. کار اصلی این مقاله توصیف DCX‌های مبتنی بر مبدل‌های رزونانسی و بررسی اجمالی مسائل و راه‌حل‌های مرتبط با DCX‌ها است. می‌توان دستورالعمل‌هایی را برای محققان و مهندسان در هنگام طراحی DCX‌های مبتنی بر مبدل‌های رزونانسی ارائه داد.

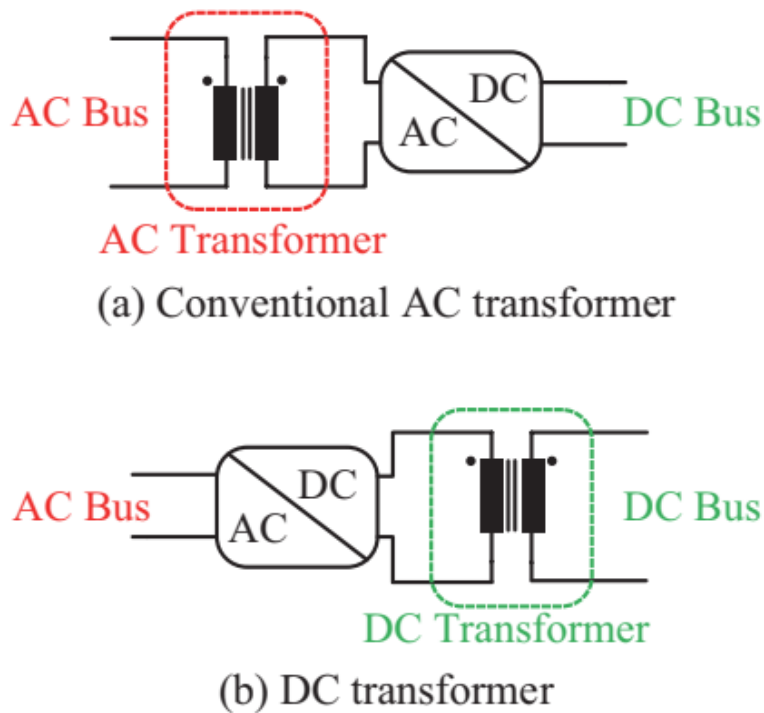


Fig. 2. Implementation of the AC/DC unit in the hybrid AC/DC microgrid.

با توجه به نگرانی‌های روزافزون در مورد بحران انرژی و مشکلات زیست‌محیطی، تقاضاهای زیادی برای منابع انرژی تجدیدپذیر وجود دارد [1]–[3]. شکل 1 ساختار معمول یک ریزشبكة هیبریدی AC/DC را نشان می‌دهد [4]، [5]. به طور معمول، واحد AC/DC توسط ترانسفورماتور AC/AC فرکانس خط مرسوم و یکسوکننده AC/DC همانطور که در شکل 2 (a) نشان داده شده است، به دست می‌آید. به منظور حذف ترانسفورماتور فرکانس خط مرسوم با حجم زیاد، مفهوم ترانسفورماتور DC (DCX) معرفی می‌شود، که در آن واحد AC/DC توسط یک واحد یکسوکننده AC/DC و یک واحد DC/DC همانطور که در شکل 2 (b) [6] نشان داده شده است، به دست می‌آید. واحد DC/DC را می‌توان توسط یک ترانسفورماتور DC پیاده‌سازی کرد. در میان توپولوژی‌های مختلف مبدل DC/DC، مبدل‌های رزونانسی، مبدل‌های رزونانسی LLC و CLLC به دلیل مزایای زیر توجه زیادی را به خود جلب کرده‌اند [7]–[15]:

1) قابلیت عملکرد سوئیچینگ نرم از بار کامل به بدون بار.

2) عدم نیاز به سلف فیلترینگ در سمت ثانویه.

3) هنگامی که مبدل رزونانس در فرکانس رزونانس کار می‌کند، بهره ولتاژ مبدل واحد و مستقل از بار است.

4) سلف و ترانسفورماتور رزونانس را می‌توان به راحتی با یک ترانسفورماتور قدرت ادغام کرد.

5) خازن رزونانس قابلیت مسدود کردن جریان DC را دارد که برای ترانسفورماتور ایزوله مطلوب است.

6) قابلیت عملکرد دو جهته. هر دو مبدل رزونانس LLC و CLLC قابلیت عملکرد دو جهته را دارند که در کاربردهای ریزشبهه، که در آن جریان توان دو جهته بین سیستم‌های ذخیره انرژی مورد نیاز است، مطلوب است.

توپولوژی‌های مبدل رزونانس مختلفی بر اساس ساختار اینورتر اولیه و ساختار یکسوکننده ثانویه وجود دارد [16]. دستورالعمل کلی انتخاب توپولوژی را می‌توان به شرح زیر خلاصه کرد:

۱) برای ساختار اینورتر اولیه، ساختار انباشته می‌تواند در کاربردهای ولتاژ ورودی بالا برای کاهش فشار ولتاژ روی نیمه‌رساناها استفاده شود؛ ساختار تمام پل در کاربردهای توان بالا و ساختار نیم پل در کاربردهای توان پایین با تعداد کمتر نیمه‌رساناها ترجیح داده می‌شود.

۲) برای یکسوساز ثانویه، یکسوساز دو برابر کننده ولتاژ در کاربردهای افزایشنده بالا ترجیح داده می‌شود؛ یکسوساز تمام پل در کاربردهای ولتاژ خروجی بالا ترجیح داده می‌شود؛ ساختار یکسوساز ترانسفورماتور با انشعاب مرکزی در کاربردهای ولتاژ خروجی پایین و جریان خروجی بالا مفید است.

۳) یکسوسازی همزمان (SR) هم در شرایط جریان خروجی بالا و هم در کاربردهایی که نیاز به جریان توان دو جهته دارند، استفاده می‌شود.

علاوه بر کاربرد DCXها در تبدیل توان از باس AC به باس DC در ریزشبهه هیبریدی AC/DC، مکان‌های بسیار دیگری نیز وجود دارد که DCXها می‌توانند در آنها اعمال شوند. مبدل‌های DCX مبتنی بر مبدل‌های رزونانس به طور گسترده در سیستم‌های جریان مستقیم ولتاژ بالا (HVDC) [17]، سیستم‌های تولید فتوولتائیک (PV) مسکونی [18]، و شارژرهای باتری داخلی [19]، و منابع تغذیه سرور [20] مورد استفاده قرار گرفته‌اند.

برای شروع، توصیفات DCXهای مبتنی بر مبدل‌های رزونانس از دیدگاه‌های مختلف پیاده‌سازی شده‌اند تا مزایای عملکرد فرکانس سوئیچینگ ثابت DCXها نشان داده شود. سپس، دو مسئله اصلی، قابلیت تنظیم خروجی و قابلیت ردیابی

خودکار فرکانس رزونانس، DCX ها تجزیه و تحلیل و خلاصه شده‌اند. بررسی‌ها و مقایسه‌هایی در مورد راه‌حل‌های موجود برای این دو مسئله اصلی انجام شده است. مزایا و معایب هر راه‌حل خلاصه شده است تا راهنمایی برای مهندسان هنگام طراحی DCX مبتنی بر مبدل رزونانس ارائه شود.

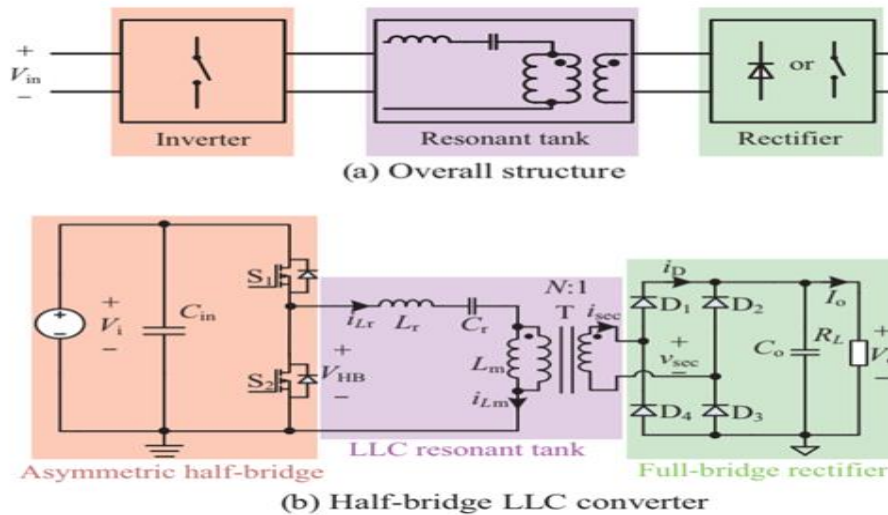


Fig. 3. Overall system structure of the resonant converter.

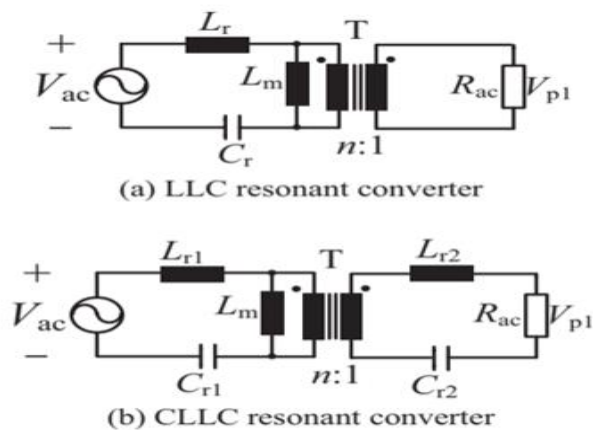


Fig. 4. FHA circuit model for LLC and CLLC resonant converters.

ولتاژ سمت ثانویه. R_{ac} مقاومت AC معادل شبکه یکسوساز ثانویه است. بر اساس تحلیل فوریه و قانون تقسیم ولتاژ، عبارات زیر را می‌توان استخراج کرد.

$$V_{p1}(s) = V_{ac} \frac{\frac{L_m s R_{ac}}{L_m s + R_{ac}}}{L_r s + \frac{1}{C_r s} + \frac{L_m s R_{ac}}{L_m s + R_{ac}}} \quad (1)$$

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (2)$$

وقتی مبدل رزونانس LLC در فرکانس رزونانس کار می‌کند، عبارت $(L_{rs} + 1/C_{rs})$ در (1) برابر با 0 است. به طور

مشابه، برای مبدل رزونانس CLLC در شکل 4 (b)، هیچ

افت ولتاژی در سمت اولیه L_{r1} ، C_{r1} و سمت ثانویه L_{r2} ،

C_{r2} وجود ندارد. بنابراین، هارمونیک اساسی سمت اولیه

برابر با هارمونیک اساسی سمت ثانویه است که مشخصه

بهره ولتاژ ثابت مبدل رزونانس CLLC را نشان می‌دهد.

بنابراین، بهره ولتاژ برای مبدل رزونانس

مبتنی بر DCX برابر با واحد است و مستقل از بار است.

شکل 5 (a) منحنی‌های بهره ولتاژ برای مبدل رزونانس

LLC را هنگامی که نسبت سلف K برابر با 5 در شرایط بار

مختلف است، نشان می‌دهد. لطفاً توجه داشته باشید که

نسبت سلف K و ضریب کیفیت Q به صورت زیر تعریف

می‌شوند: واضح است که هنگام کار در نقطه فرکانس

رزونانس، بهره ولتاژ مبدل رزونانس ثابت و مستقل از بار

است. به طور مشابه، برای مبدل رزونانس CLLC، همانطور

که در شکل 5 (ب) نشان داده شده است، بهره ولتاژ مبدل

در عملکرد فرکانس رزونانس واحد و مستقل از بار است.

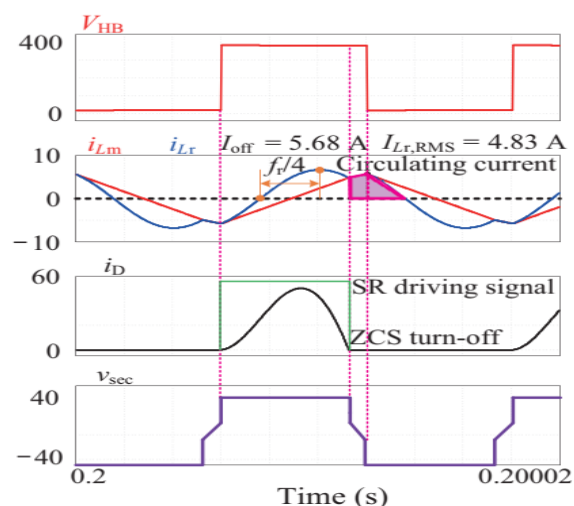
ب. مقایسه کارایی برای مناطق عملیاتی مختلف

برای مبدل رزونانس LLC/CLLC، سه ناحیه عملیاتی

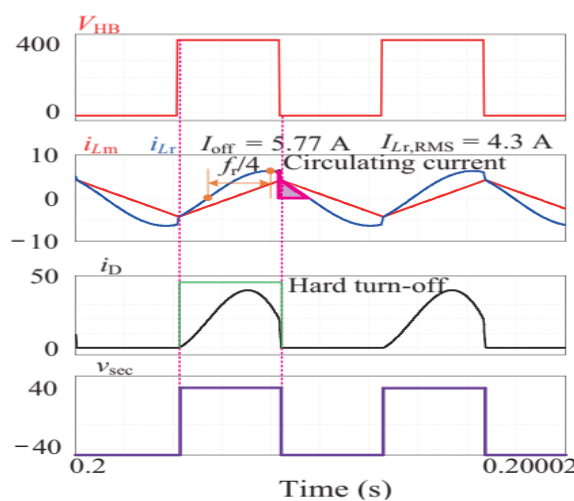
مختلف وجود دارد: فرکانس پایین‌تر از رزونانس، فرکانس

بالتر از رزونانس و فرکانس رزونانس. تحلیل و مقایسه‌های زیر بر اساس مبدل نیم پل LLC با پارامترهای مدار خاص زیر

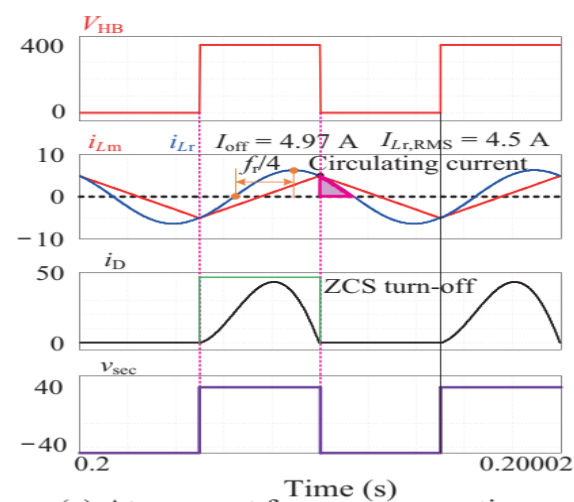
انجام شده است: $P_o = 1 \text{ kW}$ ، $V_o = 40 \text{ V}$ ، $n = 5$ ، $L_m = 200 \mu\text{H}$ ، $L = 38 \mu\text{H}$ ، $C_r = 66 \text{ nF}$.



(a) Below resonant frequency operation



(b) Above resonant frequency operation



(c) At resonant frequency operation

شکل 6 مبدل رزونانس LLC را در حال کار در نواحی عملیاتی مختلف نشان می‌دهد. در شکل 6 (الف)، مبدل LLC در ناحیه فرکانس پایین‌تر از رزونانس کار می‌کند، انرژی در گردش مدار بزرگ است و تلفات هدایت مربوطه نیز زیاد است. در شکل 6 (ب)، مبدل رزونانس LLC در ناحیه فرکانس بالاتر از رزونانس کار می‌کند، اگرچه انرژی در گردش کاهش یافته است، اما جریان خاموش کردن سوئیچ اولیه و تلفات سوئیچینگ مربوطه افزایش یافته است. علاوه بر این، به دلیل عملکرد مداوم یکسوکننده ثانویه، قطع جریان صفر برای یکسوکننده ثانویه در ناحیه عملکرد فرکانس رزونانس فوق از بین می‌رود. نقطه کار بهینه برای مبدل رزونانس LLC در نقطه کار فرکانس رزونانس است، همانطور که در شکل 6 (ج) نشان داده شده است، جایی که انرژی در گردش به حداقل می‌رسد و تلفات سوئیچینگ نیمه‌هادی‌ها به طور همزمان کاهش می‌یابد. این نقطه کار بهینه برای مبدل رزونانس LLC در مقالات [19] به خوبی تأیید شده است.

ج. یکسوسازی همزمان برای مناطق عملیاتی مختلف

یکی از مزایای DCXها این است که پیاده‌سازی یکسوسازی همزمان (SR) بسیار ساده است، که می‌توان آن را مشابه سیگنال محرک سوئیچینگ اولیه با فرکانس سوئیچینگ و چرخه وظیفه ثابت در نظر گرفت. با این حال، برای سایر نواحی عملیاتی، همانطور که در شکل 6 [20] نشان داده شده است، اختلافاتی بین سیگنال محرک SR و سیگنال محرک سوئیچ اولیه وجود دارد. اکثر استراتژی‌های محرک SR بر اساس وضعیت هدایت دیود بدنه SR هستند که به مقایسه‌گر پهنای باند بالا و کنترل‌کننده دیجیتال سرعت بالا نیاز دارند. با این حال، به دلیل کاهش قابلیت اطمینان این طرح‌های محرک SR پیچیده، آنها در کاربردهای توان بالا، که در آن قابلیت اطمینان سیستم از اهمیت بالایی برخوردار است، ترجیح داده نمی‌شوند. بنابراین، DCXها به دلیل ویژگی عملکرد با قابلیت اطمینان بالا، مانند ترانسفورماتور حالت جامد ولتاژ متوسط [23]، به طور گسترده در کاربردهای توان بالا مورد استفاده قرار گرفته‌اند.

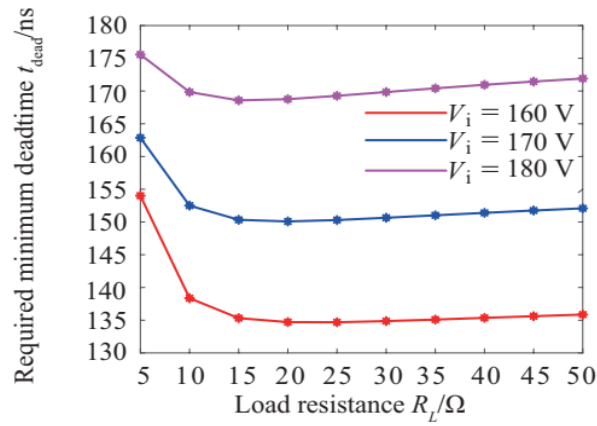
د. تحلیل سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) برای نواحی عملیاتی مختلف

اگرچه مبدل‌های رزونانسی می‌توانند طوری طراحی شوند که در کل محدوده عملکرد در ناحیه القایی کار کنند، اما رابطه بین عملکرد ZVS برای سوئیچ اولیه و شرایط بار برای نواحی مختلف عملکرد کاملاً متفاوت است. این پدیده را می‌توان به سادگی با استفاده از مدل مدار FHA همانطور که در شکل 4 نشان داده شده است، توضیح داد. هنگامی که مبدل در فرکانس رزونانس کار نمی‌کند، ولتاژ دو سر سلف مغناطیسی دیگر توسط ولتاژ ورودی/ولتاژ خروجی محدود نمی‌شود زیرا افت ولتاژ در اتصال سری سلف رزونانسی و خازن رزونانسی صفر نیست. در حالی که در نقطه عملکرد فرکانس

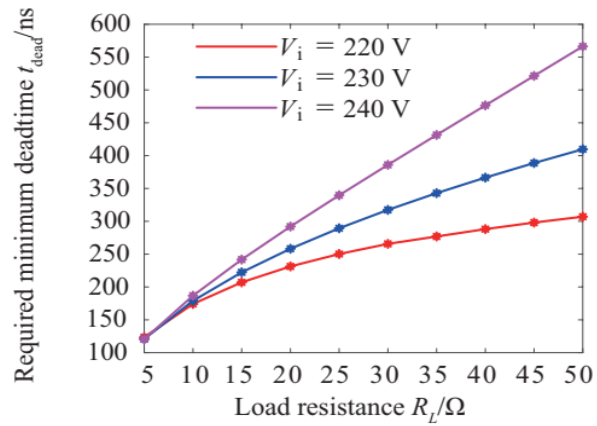
رزونانسی، هیچ افت ولتاژی در اتصال سری خازن رزونانسی و سلف رزونانسی وجود ندارد. علاوه بر این، افت ولتاژ به شدت تحت تأثیر جریان بار (که بر جریان تانک رزونانسی اولیه تأثیر می‌گذارد) و امپدانس سلف رزونانسی و خازن رزونانسی یا فرکانس سوئیچینگ قرار دارد. بنابراین، جریان در طول زمان خاموشی به شدت تحت تأثیر فرکانس سوئیچینگ و توان خروجی قرار می‌گیرد. بنابراین، برای بهبود عملکرد مبدل، زمان‌های مرده‌ی متفاوتی ترجیح داده می‌شود.

برای نشان دادن بیشتر رابطه بین عملکرد ZVS و نواحی عملکرد مبدل، یک مبدل رزونانس نیم پل LLC خاص برای بررسی حداقل زمان مرده در شرایط عملیاتی مختلف بررسی شده است. مشخصات مبدل به شرح زیر خلاصه شده است: ولتاژ ورودی $V_i: 160$ ولت - 240 ولت؛ ولتاژ خروجی $V_o: 25$ ولت؛ توان خروجی $P_o: 12.5$ وات - 125 وات؛ خازن رزونانس $Cr: 66$ نانوفاراد؛ سلف رزونانس $Lr: 38$ میکروهنری؛ سلف مغناطیسی $Lm: 200$ میکروهنری؛ نسبت دور ترانسفورماتور $n: 4$.

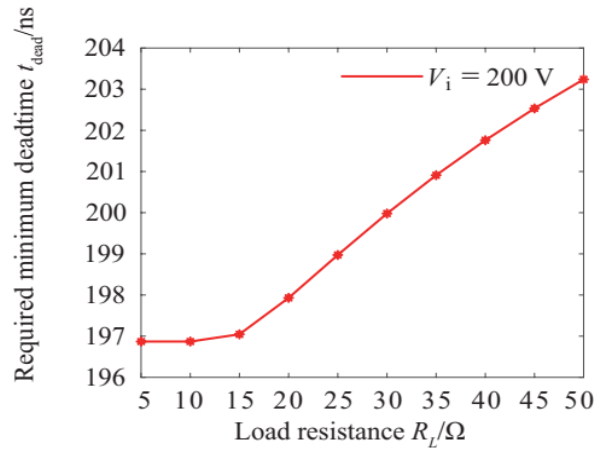
شکل 7 زمان خاموشی مورد نیاز برای سوئیچ اصلی مبدل رزونانس LLC را در نواحی مختلف عملکرد نشان می‌دهد. واضح است که زمان خاموشی مورد نیاز با توجه به بار در هر دو ناحیه عملکرد فرکانس رزونانس زیر و بالای فرکانس رزونانس تغییر می‌کند. به طور خاص، در ناحیه عملکرد فرکانس رزونانس بالای، تحت شرایط بار سبک، زمان خاموشی مورد نیاز بسیار بزرگ است که حدود پنج برابر بزرگتر از شرایط بار سنگین است. بنابراین، یک استراتژی زمان خاموشی $deadtime$ تطبیقی برای بهبود راندمان مبدل برای مبدل رزونانس LLC از اهمیت بالایی برخوردار است. در غیر این صورت، یک زمان خاموشی بزرگ ثابت منجر به تخریب راندمان در شرایط عملکرد بار سنگین خواهد شد. اگر زمان خاموشی بر اساس شرایط بار سنگین طراحی شود، عملکرد ZVS تحت برخی شرایط قابل دستیابی نیست که باعث ایجاد نویز تداخل الکترومغناطیسی (EMI) می‌شود. دلیل اصلی این است که تجزیه و تحلیل ZVS برای مبدل رزونانس LLC توسط جریان خاموشی سوئیچ تعیین می‌شود، در ناحیه فرکانس رزونانس زیر یا بالای فرکانس رزونانس، جریان خاموشی سوئیچ اصلی با توان خروجی مبدل مرتبط است. در مقابل، در عملکرد فرکانس رزونانس، زمان خاموشی مبدل تقریباً تحت شرایط مختلف بار بدون تغییر باقی می‌ماند، زیرا ولتاژ دو سر اندوکتانس مغناطیسی همیشه توسط ولتاژ خروجی محدود می‌شود، به طوری که جریان سلف مغناطیسی در طول زمان خاموشی را می‌توان برای شرایط مختلف بار ثابت در نظر گرفت. بنابراین، مزیت دیگر DCXها، استراتژی کنترل زمان خاموشی ساده شده است.



(a) Below resonant frequency operation



(b) Above resonant frequency operation



(c) At resonant frequency operation

Fig. 7. Required deadtime for LLC converter in different operation regions with different output power and input voltage.

جریان گردش برای عملکرد زمان توقف

زمان انتظار برای سیستم‌های توزیع‌شده و منابع تغذیه سرور، یک نیاز حیاتی است. مبدل رزونانس LLC به دلیل ویژگی‌های راندمان بالا و چگالی توان، به طور گسترده در این کاربردها استفاده می‌شود. مبدل رزونانسی کنترل‌شده با مدولاسیون فرکانس پالس (PFM) مرسوم (LLC) برای برآورده کردن نیاز زمان انتظار، به محدوده فرکانس سوئیچینگ

وسيعی نیاز دارد. در این مقاله، یک طرح کنترل جديد برای مبدل رزونانسی LLC با ساختار انباشته پیشنهاد شده است. در طول عملکرد عادی، استراتژی مدولاسیون دو برابرکننده فرکانس برای کاهش تلفات سوئیچینگ و تلفات محرک اتخاذ می‌شود و خروجی توسط PFM تنظیم می‌شود. در طول عملکرد زمان انتظار، مدولاسیون پهنای پالس برای افزایش بهره ولتاژ سیستم اتخاذ می‌شود، که در آن فرکانس سوئیچینگ در این مرحله عملکرد ثابت است. برای مبدل پیشنهادی، پارامترهای مخزن رزونانس در نقطه عملکرد اسمی طراحی می‌شوند و تنها نکته قابل توجه در طراحی برای سلف مغناطیسی، سوئیچینگ ولتاژ صفر برای سوئیچ‌های اولیه است. بنابراین، در مقایسه با PFM-LLC، هم محدوده فرکانس سوئیچینگ و هم جریان گردشی کاهش یافته و ویژگی راندمان بالا به دست می‌آید. در نهایت، یک نمونه اولیه آزمایشی ۱۰۰ واتی با محدوده ولتاژ ورودی ۱۶۰ تا ۳۴۰ ولت برای اعتبارسنجی مزایای مبدل پیشنهادی ساخته شد.

عملکرد Hold-UP یک الزام ویژه برای سیستم‌های قدرت توزیع‌شده و منابع تغذیه سرور است. مبدل رزونانس LLC به عنوان یکی از محبوب‌ترین مبدل‌های dc/dc ایزوله، به طور گسترده در این کاربردها مورد استفاده قرار گرفته است. با این حال، مبدل رزونانس LLC کنترل‌شده با مدولاسیون فرکانس پالس (PFM) مرسوم به دلایل زیر نمی‌تواند به عملکرد خوبی دست یابد: (1) محدوده ولتاژ ورودی وسیع نیاز به محدوده فرکانس سوئیچینگ عملیاتی وسیعی دارد که طراحی و بهینه‌سازی اجزای مغناطیسی و مدار درایور گیت را به چالش می‌کشد؛ (2) یک اندوکتانس مغناطیسی کوچک برای پوشش محدوده بهره ولتاژ وسیع ترجیح داده می‌شود که منجر به جریان در گردش بالا و تلفات هدایت می‌شود [8]، [12]؛ و (3) عملکرد ضعیف تداخل الکترومغناطیسی (EMI) به دلیل محدوده فرکانس سوئیچینگ وسیع.

راه‌حل‌های موجود را می‌توان به دو گروه زیر طبقه‌بندی کرد: (1) استراتژی‌های کنترل تغییر شکل توپولوژی یا کنترل ترکیبی بدون تغییر در مبدل LLC سنتی [1]، [2]، [6]، [7]؛ (2) توپولوژی‌های LLC اصلاح‌شده [8]–[15]. در [1]، با تنظیم سیگنال‌های گیت برای مبدل رزونانسی LLC تمام پل سنتی، می‌توان آن را در حالت عملکرد تمام پل یا نیم پل کار کرد، بنابراین محدوده بهره ولتاژ دو برابر می‌شود. با اتخاذ این استراتژی کنترلی، می‌توان محدوده فرکانس سوئیچینگ کاهش‌یافته را به دست آورد. با این حال، از آنجایی که بهره ولتاژ برای حالت نیم پل در مقایسه با حالت تمام پل نصف می‌شود، در طول انتقال حالت، تغییر ناگهانی رخ خواهد داد. به طور مشابه، یک استراتژی کنترل جدید برای مبدل رزونانسی LLC با ساختار انباشته [2] پیشنهاد شده است. مبدل پیشنهادی دارای دو حالت عملکرد است: حالت عملکرد نیم پل و حالت عملکرد دو برابرکننده فرکانس معادل. اما مشکلات گذرای بزرگ هنوز وجود دارند. برای کاهش مشکل گذرای ولتاژ بالا، یک استراتژی گذار حالت هموار با تنظیم تدریجی نسبت وظیفه در طول گذار حالت و یک دوره گذار

برای دستیابی به گذار هموار پیشنهاد شده است [1]. اشکال این است که عملکرد نامتقارن ترانسفورماتور وجود دارد که جریان بایاس dc را برای ترانسفورماتور تولید می‌کند و باعث اشباع احتمالی می‌شود. بنابراین، برای جلوگیری از اشباع، به اندازه هسته ترانسفورماتور بزرگی نیاز است. یک استراتژی گذار حالت هموار دیگر بر اساس کنترل پیشخور فرکانس پیشنهاد شده است. از آنجایی که علت اصلی عدم تطابق فرکانس سوئیچینگ است، فرکانس سوئیچینگ مبدل LLC در طول گذار حالت در حدود فرکانس سوئیچینگ مورد نظر تنظیم می‌شود تا از گذارهای ولتاژ جلوگیری شود و گذار حالت هموار و پاسخ سریع حاصل شود [3]. نکته منفی این تکنیک این است که تحت توان خروجی مختلف، فرکانس سوئیچینگ مورد نظر کمی متفاوت است، بنابراین عملکرد ممکن است با شرایط توان خروجی تغییر کند. کنترل مسیر حالت برای مبدل رزونانس LLC اعمال شده است تا به پاسخ دینامیکی سریع و هموار دست یابد [4]، [5]. اگرچه کنترل حالت-مسیر به یک مدل پیچیده و کنترل‌کننده دیجیتال پیشرفته نیاز دارد، اما می‌تواند برای راه‌اندازی و سایر اهداف کنترلی نیز مورد استفاده قرار گیرد.

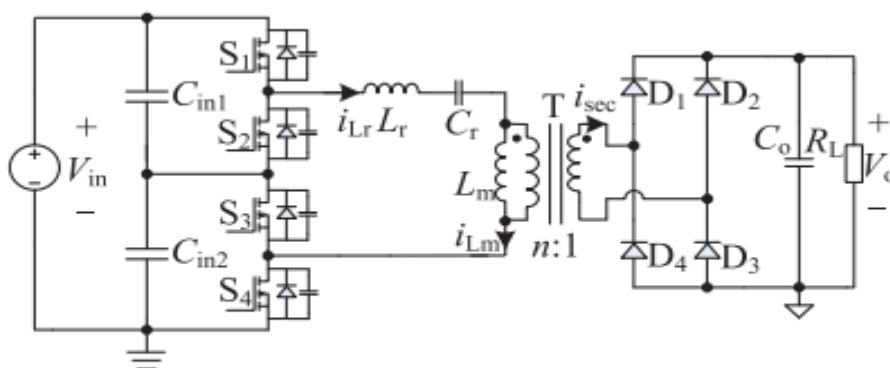


Fig. 1. Stacked structure LLC resonant converter.

طرح کنترل مدولاسیون پهنای پالس نامتقارن (PWM) برای مبدل رزونانس نیم پل LLC در طول عملیات نگهداشت پیشنهاد شده است [6]. اگرچه می‌توان محدوده ولتاژ ورودی وسیعی را پوشش داد، جریان آفست DC ترانسفورماتور، اندازه هسته مغناطیسی را افزایش داده و چگالی توان را کاهش می‌دهد. در [7]، زمان عملیات نگهداشت را می‌توان به سادگی با تشخیص نقطه کار بهره ولتاژ پیک برای مبدل LLC افزایش داد. با این حال، برای تشخیص نقطه کار بهره پیک، مدار آنالوگ اضافی مورد نیاز است و مقاومت شنت اضافی، تلفاتی را برای مبدل ایجاد می‌کند. علاوه بر این، در نقطه کار بهره پیک، عملیات سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) برای سوئیچ اصلی ممکن است از بین برود، که ممکن است باعث مشکلات گرمای بیش از حد و فشار بیش از حد و حتی خرابی برای سوئیچ اصلی شود. توپولوژی‌های اصلاح شده

زیادی وجود دارند که اجزای اضافی را به توپولوژی سنتی LLC اضافه می کنند [8]–[15]. یک سوئیچ کمکی در سمت اصلی اضافه می شود تا کنترل PWM در طول عملیات نگهداشت حاصل شود [8]. در [9]، با اضافه کردن خازن رزونانس اضافی و سوئیچ کمکی، می توان با روشن/خاموش کردن خازن رزونانس اضافی، بهره ولتاژ مبدل را در طول عملیات نگه داری افزایش داد. کنترل اندوکتانس مغناطیسی متغیر (VMIC) در طول عملیات نگهداری اعمال می شود تا بهره ولتاژ مبدل را افزایش دهد [10]، [11]. با این حال، مدار کنترل اضافی برای سلف مغناطیسی متغیر مورد نیاز است و تلفات هسته افزایش می یابد. در [12]، دو سوئیچ اضافی در سمت ثانویه اضافه می شوند و مدولاسیون تغییر فاز (PSM) در طول عملیات نگهداری برای افزایش بهره ولتاژ مبدل به کار گرفته می شود. برخی دیگر از توپولوژی های LLC اصلاح شده برای عملیات زمان نگهداری وجود دارد [13]–[15]. به طور کلی، توپولوژی های LLC اصلاح شده ساختارهای پیچیده ای دارند. آنها مقرون به صرفه نیستند و چگالی توان سیستم قربانی می شود. در این مقاله، یک استراتژی کنترل جدید برای مبدل رزونانس LLC با ساختار انباشته با نیاز به عملیات زمان نگهداری پیشنهاد شده است. در طول عملکرد عادی، از عملکرد دو برابر کننده فرکانس معادل برای دستیابی به تبدیل با راندمان بالا استفاده می شود. در طول عملکرد نگهدارنده، سیگنال های گیتینگ اصلاح می شوند و کنترل PWM برای افزایش بهره ولتاژ مبدل به کار گرفته می شود. راه حل پیشنهادی می تواند به عملکرد نگهدارنده با راندمان بالا و محدوده فرکانس سوئیچینگ باریک دست یابد. مهمتر از همه، هیچ تغییری در توپولوژی LLC سنتی لازم نیست.

در این بخش، اصول عملیاتی مبدل پیشنهادی در طول مراحل عملکرد عادی و توقف ارائه شده است. شکل 1 توپولوژی مبدل رزونانسی LLC با ساختار پشته ای را نشان می دهد.

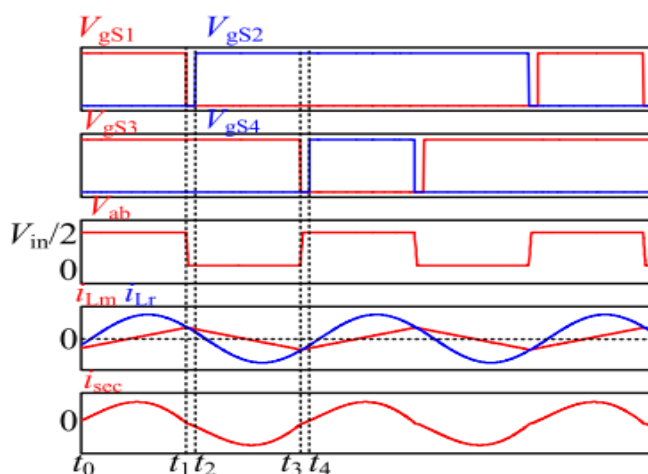


Fig. 2. Typical operation waveforms during normal operation stage.

سیگنال‌های گیتینگ در طول مرحله عملکرد عادی در شکل 2 نشان داده شده‌اند، که در آن چرخه‌های وظیفه برای S1 و S4 برابر با 0.25 با تغییر فاز 180 درجه هستند، در حالی که S2 و S3 مکمل S1 و S4 هستند. می‌توان مشاهده کرد که دامنه ولتاژ ورودی تانک رزونانس نصف ولتاژ ورودی است، در حالی که فرکانس تحریک معادل دو برابر شده است. بنابراین، فرکانس سوئیچینگ مربوطه نصف شده است که باعث کاهش تلفات سوئیچینگ و درایو می‌شود. به طور مشابه، عملکرد ZVS برای سوئیچ اولیه در طول زمان مرده حاصل می‌شود. استراتژی کنترل PFM در این مرحله اتخاذ شده است.

با توجه به اثر فرکانس مضاعف، فرکانس سوئیچینگ نرمال شده به صورت $f_n = 2f_s/f_r$ تعریف می‌شود. سپس، بهره ولتاژ در طول مرحله عملکرد عادی را می‌توان به صورت زیر بیان کرد. مقایسه بین ساختارهای LLC مختلف برای نشان دادن مزایای ساختار انباشته با عملکرد دو برابر کننده فرکانس در کاربردهای کاهنده بالا انجام شده است.

1) نسبت تبدیل: مقایسه ولتاژ ورودی تانک رزونانس در بین توپولوژی‌های LLC مختلف در شکل 3 نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که ولتاژ ورودی تانک رزونانس برای ساختار انباشته با عملکرد دو برابر کننده فرکانس، نصف ولتاژ ورودی است، بنابراین بهره ولتاژ مبدل تنها یک چهارم مبدل تمام پل و نصف مبدل نیم پل و ساختار انباشته بدون عملکرد دو برابر کننده فرکانس (ساختار انباشته 1) است. بنابراین، ساختار انباشته با عملکرد دو برابر کننده فرکانس (ساختار انباشته 2) در کاربردهای کاهنده بالا، مانند مخابرات و مرکز داده، ترجیح داده می‌شود. بنابراین، می‌توان از مبدل LLC با ساختار پشته‌ای و عملکرد دو برابر کننده فرکانس برای دستیابی به نسبت کاهنده بالا و کاهش فشار بر طراحی نسبت دور ترانسفورماتور استفاده کرد.

$$M_{Nor} = \frac{1}{2\sqrt{\left[(1 - \frac{1}{f_n^2})Qf_n\right]^2 + \left[(1 - \frac{1}{f_n^2})\frac{1}{K} + 1\right]^2}} \quad (1)$$

$$K = \frac{L_m}{L_r}, Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}}, R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L. \quad (2)$$

B. Comparisons Among Different LLC Structures

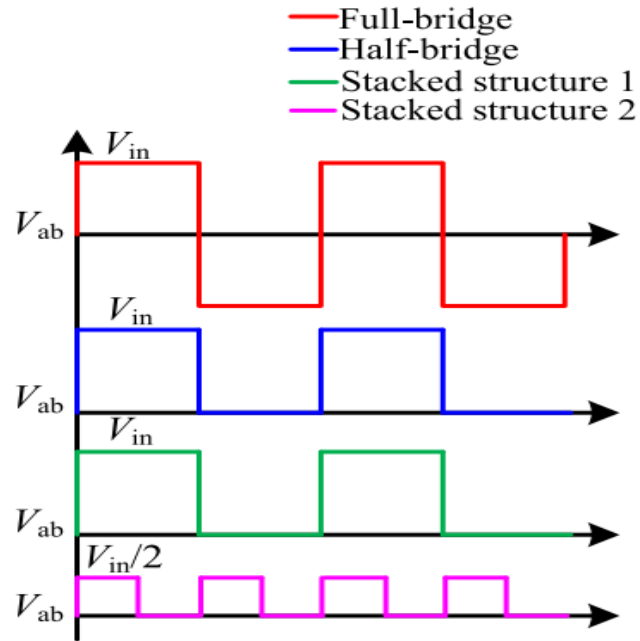


Fig. 3. Resonant tank input voltage for different structures.

TABLE I
COMPARISONS AMONG DIFFERENT STRUCTURES

Structure	Full-bridge	Half-bridge and stacked structure 1	Stacked structure 2
Transformer turns ratio n	4.4*4	4.4*2	4.4
Resonant capacitor C_r/nF	4.1	16.6	66
Resonant inductor $L_r/\mu\text{H}$	610.9	152.7	38
Magnetizing inductor $L_m/\mu\text{H}$	800	400	400
Resonant inductor RMS current/A	0.7780	0.9911	1.4312
Secondary rectifier RMS current/A	4.7190	4.4613	4.3653
Step-down ratio	1	2	4
Voltage stress	Input voltage	Input voltage (Half of input voltage)	Half of input voltage
Gate driving loss	High	Low (High)	Low

۲) تلفات راه انداز: به دلیل عملکرد دو برابرکننده فرکانس در ساختار پشته‌ای، در مقایسه با مبدل‌های LLC سنتی، به نصف فرکانس سوئیچینگ نیاز است. با فرض اینکه هنگام مقایسه بین ساختارهای مختلف، دستگاه و ولتاژ گیت یکسانی

انتخاب شده باشد. در مقایسه با ساختار تمام پل و پشته‌ای بدون عملکرد دو برابرکننده فرکانس، تلفات راه‌انداز گیت برای ساختار پشته‌ای با عملکرد دو برابرکننده فرکانس به دلیل کاهش فرکانس سوئیچینگ نصف شده است. در مقایسه با نیم پل، تلفات راه‌انداز گیت یکسان است زیرا تعداد سوئیچ‌ها برای ساختار پشته‌ای دو برابر شده است.

۳) تنش ولتاژ نیمه‌هادی: واضح است که با ساختار پشته‌ای، تنش ولتاژ روی سوئیچ اولیه تنها نصف ولتاژ ورودی است، در حالی که تنش‌های ولتاژ سوئیچ اولیه برای تمام پل و نیم پل، ولتاژ ورودی هستند. بنابراین، می‌توان یک MOSFET توان با ولتاژ نامی پایین را برای ساختار پشته‌ای انتخاب کرد تا عملکرد مبدل بهبود یابد.

4) تلفات هدایت: برای دستیابی به مقایسه‌های منصفانه بین ساختارهای LLC مختلف، پارامترهای مخزن رزونانس طوری طراحی شده‌اند که مقادیر ضریب کیفیت $Q(0.4719)$ یکسانی داشته باشند. با فرض اینکه ظرفیت اتصال سوئیچ اولیه Cds و زمان خاموشی سیستم tdead برای ساختارهای مختلف یکسان هستند، از دیدگاه عملکرد ZVS، به جز ساختار تمام پل، ساختارهای مختلف مقدار اندوکتانس مغناطیسی یکسانی خواهند داشت. مقدار اندوکتانس مغناطیسی برای ساختار تمام پل دو برابر سایر ساختارها است [16].

جدول 1 خلاصه‌ای از مقایسه پارامترهای مخزن رزونانس در بین ساختارهای مختلف LLC را نشان می‌دهد. توجه داشته باشید که ساختار انباشته شده (بدون عملکرد دو برابر کننده فرکانس) مشابه ساختار نیم پل (half bridge) است و تنها تفاوت آنها در تعداد قطعات، تلفات راه اندازی و تنش ولتاژ است. مقادیر جریان ریشه میانگین مربعات (rms) سلف رزونانس و جریان RMS یکسو کننده ثانویه (secondary rectifier) در این مقاله تحت ولتاژ ورودی اسمی با شرایط بار کامل بدست آمده است. جریان RMS سمت اولیه برای ساختار انباشته شده با عملکرد دو برابر کننده فرکانس افزایش می‌یابد زیرا ولتاژ ورودی مخزن رزونانس آن کاهش می‌یابد. بنابراین، تلفات هدایت در سمت اولیه ممکن است در مقایسه با سایر ساختارها افزایش یابد. با این حال، همانطور که از مقدار اندوکتانس رزونانس مشاهده می‌شود، برای سایر ساختارها، مقدار اندوکتانس رزونانس زیادی مورد نیاز است، بنابراین مقاومت سیم پیچ سلف رزونانس در مقایسه با ساختار انباشته شده با عملکرد دو برابر کننده فرکانس افزایش می‌یابد. علاوه بر این، به دلیل ولتاژ نامی پایین برای سوئیچ اولیه، می‌توان نیمه هادی با عملکرد بالا و مقاومت حالت روشن پایین را انتخاب کرد. علاوه بر این، برای کاربردهای کاهنده بالا، بیشتر تلفات هدایت مبدل از سمت ثانویه مبدل ناشی می‌شود زیرا جریان سمت ثانویه بسیار بیشتر از سمت اولیه است. جریان مؤثر (rms) سمت ثانویه برای ساختار پشته‌ای با عملکرد دو برابر کننده فرکانس کاهش می‌یابد زیرا نسبت دور

ترانسفورماتور کاهش می‌یابد. بنابراین، تلفات هدایت برای ساختار پشته‌ای با عملکرد دو برابر کننده فرکانس می‌تواند به دلیل عوامل ذکر شده در بالا کاهش یابد.

با توجه به مزایای ذکر شده در ساختار انباشته با عملکرد دو برابر کننده فرکانس، در این مقاله، برای دستیابی به تبدیل با راندمان بالا، در حالت عملکرد عادی انتخاب شده است.

ج. عملیات مه‌ار (hold-up)

در طول عملیات نگه‌داشتن، به جای کنترل فرکانس سنتی، از استراتژی کنترل PWM برای تولید یک سطح ولتاژ غیر صفر برای ولتاژ ورودی تانک رزونانس استفاده می‌شود. بنابراین، با تنظیم سیگنال گیت، می‌توان ولتاژ خروجی را تنظیم کرد. سیگنال‌های گیت برای سوئیچ‌های اولیه در شکل ۴ نشان داده شده‌اند. برای استراتژی کنترل PWM پیشنهادی، چرخه وظیفه برای $S4$ و $VgS4$ به عنوان متغیر کنترل اصلی در نظر گرفته می‌شود و سیگنال‌های گیت برای سایر سوئیچ‌ها را می‌توان از $VgS4$ تولید کرد. به طور خاص، بین $S2$ و $S4$ اختلاف فاز 180° درجه‌ای وجود دارد. علاوه بر این، سیگنال‌های گیت برای $S1$ و $S3$ به ترتیب مکمل $S2$ و $S4$ هستند. طبق شکل ۴، در طول یک چرخه سوئیچینگ، ۱۰ مرحله عملیاتی وجود دارد. به دلیل اینکه خازن $S3$ در حال تخلیه است، در حالی که خازن اتصال $S4$ در حال شارژ است. اگر انرژی ذخیره شده در خازن اتصال $S3$ به طور کامل تخلیه شود، می‌توان به روشن شدن ZVS برای $S3$ دست یافت. مدار معادل در شکل ۵ (b) نشان داده شده است.

مرحله ۳ $[t2-t3]$: در $t2$ ، $S3$ روشن است و هر دو $S1$ و $S3$ در این مرحله رسانا هستند. جریان سلف رزونانسی تا زمانی که جریان سلف رزونانسی برابر با جریان سلف مغناطیس‌کننده شود، کاهش می‌یابد. مدار معادل در شکل ۵ (c) نشان داده شده است.

مرحله ۴ $[t3-t4]$: در $t3$ ، جریان سلف رزونانسی برابر با جریان سلف مغناطیس‌کننده است. ولتاژ دو سر سلف مغناطیس‌کننده توسط ولتاژ خروجی محدود نمی‌شود و سلف رزونانسی با هر دو خازن رزونانسی و سلف مغناطیس‌کننده در حال رزونانس است. مدار معادل در شکل ۵ (d) نشان داده شده است.

مرحله ۵ $[t4-t5]$: در $t4$ ، $S1$ به دلیل نیاز به زمان مرده $S1$ و $S2$ خاموش می‌شود. در این مرحله، فقط $S3$ رسانا است. مدار معادل در این مرحله در شکل ۵ (e) نشان داده شده است. از آنجایی که جریان سلف رزونانس در این مرحله مثبت است، جریان از خازن اتصال $S2$ و $S1$ عبور می‌کند، که در آن خازن اتصال $S1$ در حال شارژ و خازن اتصال $S2$ در حال

دشارژ است. به طور مشابه، روشن شدن ZVS برای S2 در صورتی حاصل می‌شود که انرژی ذخیره شده در خازن اتصال قبل از رسیدن سیگنال محرک آن به طور کامل دشارژ شود.

از آنجایی که فرکانس سوئیچینگ به صورت فرکانس رزونانس سری در طول عملیات نگه‌داشتن طراحی شده است، ولتاژ ورودی اصلی تانک رزونانس Vac برابر با ولتاژ اصلی سمت ثانویه ترانسفورماتور Vp1 است. ولتاژ ورودی تانک رزونانس برای مبدل رزونانس LLC کنترل شده با PWM پیشنهادی در شکل 4 نشان داده شده است. با اتخاذ تحلیل فوریه، ولتاژ هارمونیک اصلی Vac را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$V_{ac} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{2\pi} \sqrt{2 - 2\cos(2D\pi)} \quad (3)$$

$$V_{p1} = \frac{2\sqrt{2}n}{\pi} V_o. \quad (4)$$

سپس، بهره ولتاژ در طول حالت عملکرد نگه‌دارنده را می‌توان به صورت (5) بیان کرد. با افزایش چرخه کاری، بهره ولتاژ مبدل در طول عملکرد نگه‌دارنده افزایش می‌یابد.

$$M_{Hold} = \frac{1}{2} \sqrt{2 - 2\cos(2D\pi)}. \quad (5)$$

طرح‌های کنترل مدولاسیون:

طرح‌های کنترل مدولاسیون کارایی مبدل‌های رزونانسی توسط سوئیچ‌های نیمه‌هادی قدرت و اجزای غیرفعال تعیین می‌شود. با این حال، طرح‌های مدولاسیون اتخاذ شده برای مبدل‌های رزونانسی تأثیر قابل توجهی بر کارایی این مبدل‌ها دارند. طرح‌های مدولاسیونی که عمدتاً برای مبدل‌های رزونانسی استفاده می‌شوند، فرکانس متغیر (VF)، فرکانس ثابت و طرح‌های کنترل مسیر بهینه هستند (یوسف و جین، ۲۰۰۴).

۳.۱ طرح کنترل فرکانس متغیر

این طرح برای کنترل ولتاژ خروجی مبدل رزونانس استفاده می‌شود. در این طرح، کنترل ولتاژ با تغییر فرکانس سوئیچینگ fs بالاتر از فرکانس رزونانس fr حاصل می‌شود.

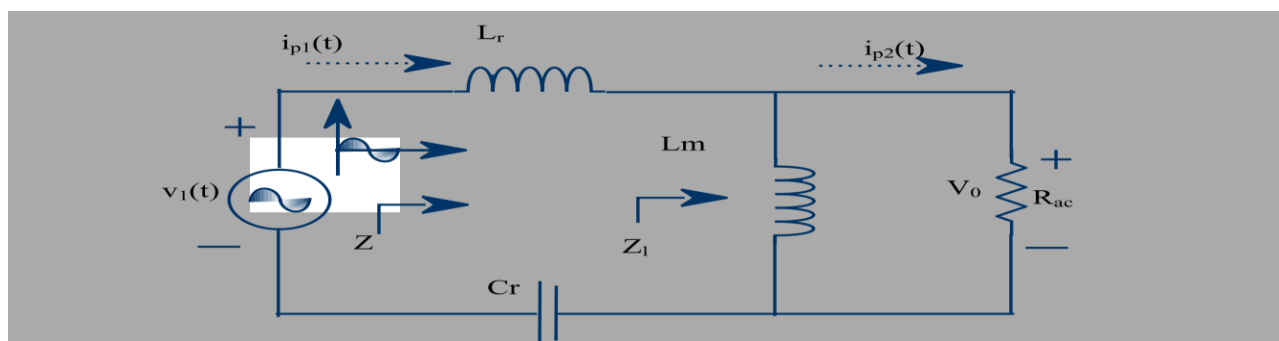


Fig. 15. Equivalent structure of based on FHA.

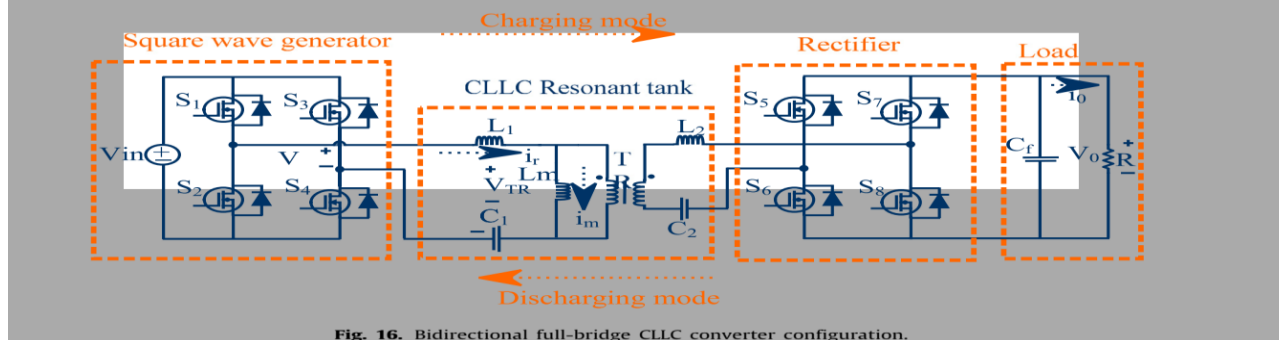


Fig. 16. Bidirectional full-bridge CLLC converter configuration.

سوئیچ‌های یک پای مبدل رزونانس تمام پل با چرخه وظیفه ۵۰٪ کار می‌کنند و یک تغییر فاز ۱۸۰ درجه‌ای بین سیگنال‌های کنترل پای دیگر پل حفظ می‌شود.

زمان روشن بودن کلید در یک مقدار ثابت نگه داشته می‌شود در حالی که زمان خاموش بودن ماهیتاً متغیر است.

در نتیجه این طرح منجر به پاسخ گذرای ضعیف مبدل می‌شود. طرح فرکانس متغیر به عنوان کنترل‌کننده نوسان خودپایدار (SSOC) و مدولاسیون تغییر فاز خودپایدار (SSPSM) نیز طبقه‌بندی می‌شود.

۳.۲ طرح فرکانس ثابت

در یک طرح کنترل فرکانس ثابت، مبدل رزونانس در فرکانس ثابت با هدف اطمینان از عملکرد ZVS مبدل رزونانس کار می‌کند

با این حال، مبدل‌های رزونانسی قابلیت ZVS خود را تحت شرایط بار کم و طیف وسیعی از تغییرات ولتاژ ورودی تحت این طرح کنترلی از دست می‌دهند. این طرح به سه دسته دیگر طبقه‌بندی می‌شود که عبارتند از

(الف) طرح‌هایی شامل مدولاسیون تغییر فاز (PSM)،

(ب) مدولاسیون پهنای پالس نامتقارن (APWM) و

(ج) حالت کلمپ نامتقارن (ACM)

طرح کنترل PSM فقط برای مبدل‌های تمام پل قابل اجرا است.

زاویه فاز، θ بین سیگنال‌های کنترلی اعمال شده به دو سوئیچ در یک پایه، درجه $(\theta-180)$ است و نسبت وظیفه برای هر دو سوئیچ در مقدار 50٪ ثابت شده است. عملکرد مبدل‌های رزونانسی برای چرخه وظیفه متغیر (d) تضمین شده است و فرکانس سوئیچینگ fs بالاتر از فرکانس رزونانس fr انتخاب می‌شود. در نتیجه، یک پایه اینورتر تحت سوئیچینگ جریان صفر (ZCS) و دیگری تحت سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) قرار خواهد گرفت..

۳.۴ مدولاسیون تغییر فاز خودپایدار (SSPSM)

این طرح با ترکیب SSOC و PSM شکل گرفته است تا عملکرد طرح کنترل فرکانس متغیر را بهبود بخشد. هدف این طرح کنترل همزمان فرکانس سوئیچینگ و پهنای پالس‌های PWM است که تضمین می‌کند ولتاژ خروجی تنظیم شده و عملکرد ZVS مبدل حفظ شود. این امر با کمک حلقه داخلی و حلقه خارجی محقق می‌شود. عملکرد این حلقه‌ها مشابه حلقه‌های ذکر شده در SSOC است.

۳.۵ کنترل بهینه مسیر

همچنین به عنوان تنظیم‌کننده خطی درجه دوم (LQR) شناخته می‌شود. این طرح یک مورد خاص از مسیر صفحه حالت است که در آن کنترل‌کننده مسیر خاصی را دنبال می‌کند که انرژی مخزن رزونانس را در محدوده ثابتی نگه می‌دارد. مرحله اول استخراج یک مدل فضای حالت از مدار در یک نقطه کار است.

مرحله دوم برای محاسبه LQR برای آن نقطه کار. این طرح کنترل دارای یک پاسخ گذرای سریع است که متعاقباً توسط SSOC، SSPSM، سپس PSM و در آخر توسط کنترل‌کننده VF دنبال می‌شود.

اگر فرکانس سوئیچینگ مبدل رزونانس بالاتر از فرکانس رزونانس انتخاب شود، تلفات سوئیچینگ بالایی ایجاد می‌کند. افزایش تلفات سوئیچینگ منجر به افزایش دمای دستگاه می‌شود که به نوبه خود تلفات هدایت را افزایش می‌دهد. به همین ترتیب، جریان گردشی که بین مبدل‌ها جاری می‌شود، تلفات هدایت را بیشتر افزایش می‌دهد.

استراتژی‌های کنترلی برای مبدل‌های رزونانسی باید به گونه‌ای انتخاب شوند که پاسخ دینامیکی مبدل را با تلفات هدایت و خاموشی کمتر بهبود بخشند.

۷. مقایسه توپولوژی‌های موجود

سه پیکربندی مبدل LLC وجود دارد که در جدول 6 با هم مقایسه شده‌اند. مشاهده می‌شود که پیکربندی نیم پل در مقایسه با تمام پل و LLC سه سطحی، تعداد کمتری قطعه دارد. پیاده‌سازی پیکربندی نیم پل ساده است. با این حال، فشار بیشتری روی سوئیچ‌ها دارد و رپل‌های با بزرگی زیاد در جریان خروجی ایجاد می‌کند. برای حل این مشکل، از پیکربندی LLC تمام پل استفاده می‌شود. این پیکربندی قابلیت اطمینان بالا و تداخل الکترومغناطیسی (EMI) کمی دارد. با این حال، هزینه مبدل رزونانس مبتنی بر LLC بالا و طراحی آن دشوار است. پیکربندی TL-LLC در مقایسه با سایر پیکربندی‌ها گران‌تر است. این پیکربندی برای کاربردهای توان بالا مناسب است زیرا فشار ولتاژ نیمی از منبع تغذیه است.

جدول 7 مقایسه‌ای از مبدل‌های یک‌طرفه 1 کیلووات، 1.5 کیلووات و 3.3 کیلووات را نشان می‌دهد. در حالی که مبدل دوطرفه SR، LLC، CLLC 3.5 کیلووات است، توان 6.6 کیلووات در جدول 7 مقایسه شده است. در مقاله وانگ و همکاران (2013) مرحله اول این مبدل، مبدل بوست چندلایه و مرحله دوم دارای یک مبدل LLC تمام پل است. این مبدل دارای راندمان 95.4٪ است. خازن لینک DC حجیم است و در هنگام راه‌اندازی جریان بالایی دارد که باعث افزایش دما و کاهش عمر شارژر می‌شود. با این حال، جزئیات عملکرد مرحله اول به اندازه کافی در مقالات مورد بحث قرار نگرفته است. یک مبدل LLC تمام پل با لینک DC متغیر در مرحله دوم ترجیح داده می‌شود. حداکثر راندمان مبدل ردیابی می‌شود (وانگ و همکاران، 2014a).

یک مبدل هیبریدی که با ترکیب مدار تانک رزونانس SRC به همراه LLC برای مرحله دوم تشکیل شده است، در Wang (2015) مورد بحث قرار گرفته است. این مبدل دارای راندمان 96.8٪ است. عیب آن این است که تعداد ترانسفورماتورها به دو و اجزای رزونانس به پنج افزایش می‌یابد. برای یک شارژر با توان نامی 1.5 کیلووات، در Shahzad و همکاران (2015) مورد بحث قرار گرفته است.

۸. چالش‌ها و راهکارها

مبدل‌های دوطرفه در مقایسه با مبدل‌های یک‌طرفه، مزایای بیشتری مانند (خدمات جانبی، عملکرد در حالت‌های مختلف V2G، V2H و V2V) دارند. با این حال، مبدل‌های دوطرفه شامل سوئیچ‌های قدرت بیشتری هستند که به نوبه خود هزینه را افزایش می‌دهد. علاوه بر این، تلفات سوئیچینگ را افزایش داده و راندمان کلی و چگالی توان را کاهش می‌دهد.

چالش‌های مرتبط با مبدل‌های دوطرفه به صورت تصویری، همانطور که در شکل 19 نشان داده شده است، نشان داده شده است.

شارژرهای خودروهای برقی معمولاً با استفاده از دستگاه‌های مبتنی بر سیلیکون طراحی می‌شوند که در فرکانس سوئیچینگ زیر ۱۰۰ کیلوهرتز کار می‌کنند. عملکرد بالاتر از این محدوده فرکانسی ممکن است منجر به تلفات سوئیچینگ و هدایت بیش از حد شود و ممکن است باعث خرابی حرارتی دستگاه شود.

عملکرد یک مبدل رزونانس تا حد زیادی تحت تأثیر فرکانس رزونانس قرار دارد که نقش مهمی ایفا می‌کند. اگر مقدار انتخاب شده فرکانس رزونانس بالا باشد، منجر به مقدار کمتری از اندوکتانس مغناطیسی L_m می‌شود که جریان‌های گردشی را افزایش می‌دهد. اگر فرکانس رزونانس مقدار کمتری داشته باشد، باعث کاهش مقدار Z_r و f_s می‌شود که چگالی توان مبدل را کاهش می‌دهد.

چالش بیشتر مربوط به ناحیه عملیاتی مبدل است.

برای اطمینان از سوئیچینگ ولتاژ صفر، مبدل رزونانس باید در فرکانس رزونانس کار کند. هنگامی که فرکانس سوئیچینگ از فرکانس رزونانس تغییر می‌کند، راندمان تغییر می‌کند.

همانطور که در بالا بحث شد، فرکانس کاری شارژرهای مبتنی بر سیلیکون 100 (Si) کیلوهرتز است که منجر به فضای زیادی از اجزای غیرفعال می‌شود. این یک رویکرد مناسب برای دستیابی به چگالی توان بالا با کاهش چشمگیر اندازه اجزای غیرفعال است.

در مورد مبدل‌های مبتنی بر Si، با افزایش فرکانس سوئیچینگ، راندمان به طور قابل توجهی کاهش می‌یابد. این به دلیل افزایش تلفات سوئیچینگ و تلفات هدایت (با در نظر گرفتن ضریب دمای اتصال مثبت)، تلفات سیم‌پیچ AC و تلفات هسته اجزای مغناطیسی است. و آخرین چالش، شبکه جبران‌سازی است. در مبدل‌های رزونانس مبتنی بر LLC، مخزن رزونانس ماهیت نامتقارنی دارد که ممکن است باعث تقسیم نابرابر جریان در مخزن رزونانس شود.

راه‌حل‌های ممکن برای چالش‌های ذکر شده در بالا در زیر فهرست شده‌اند:

۱. گنجاندن قطعات با شکاف باند پهن در مبدل‌های رزونانسی، راندمان و چگالی توان را افزایش می‌دهد. این قطعات دارای شاخص شایستگی (FOM) بسیار بالاتری هستند که می‌توانند راندمان و چگالی توان را به طور قابل توجهی بهبود

بخشند. قطعات کاربید سیلیکون (SiC) قادر به کار در صدها هزار فرکانس برای دستیابی به چگالی توان بالاتر هستند. عملکرد در فرکانس سوئیچینگ بالاتر منجر به کاهش اندازه اجزای غیرفعال می‌شود. MOSFET های مبتنی بر SiC در جریان رسانایی یکسان، مقاومت حالت روشن کمتری نسبت به MOSFET های مبتنی بر Si دارند. بنابراین، MOSFET های مبتنی بر SiC تلفات رسانایی را کاهش داده و راندمان بالاتری دارند. بنابراین، این قطعات گزینه خوبی برای شارژرهای روی برد (OBC) محسوب می‌شوند.

علیرغم مزایای متعدد قطعات SiC و GaN، چالش‌هایی نیز در ارتباط با این قطعات وجود دارد، مانند هزینه بالا، طراحی پیچیده درایورهای گیت و طراحی پیچیده محافظت در برابر EMI. علاوه بر این، راندمان GaN و SiC با افزایش دمای عملیاتی از ۵۰ درجه به ۱۵۰ درجه، ۴ درصد کاهش می‌یابد.

۲. طراحی اجزای مغناطیسی به شیوه‌ای بهینه ضروری است. رویکرد پیشنهادی در مقالات برای طراحی مبدل‌های رزونانسی با استفاده از ترانسفورماتورهای با شکاف بزرگ استفاده می‌شود (Finkenzeller و همکاران، ۲۰۲۰). یکی دیگر از راه‌حل‌های ممکن، استفاده از ترانسفورماتور صفحه‌ای در مقاله لی و همکاران (۲۰۱۸) است.

۳. ناحیه سوئیچینگ نرم را می‌توان با کمک طرح‌های مدولاسیون و انتخاب طرح‌های کنترلی که فرکانس رزونانس را ردیابی می‌کنند، گسترش داد (وانگ ۲۰۱۵).

۴. مبدل‌های رزونانس باید در مقادیر بالای فرکانس‌های سوئیچینگ با هدف کاهش اندازه اجزای غیرفعال، کار کنند (لی و همکاران ۲۰۱۸).

۵. چالش‌های مرتبط با شبکه جبران‌سازی با انتخاب مناسب اجزای راکتیو شامل مبدل رزونانس دو عنصری، سه عنصری و چند عنصری، متقارن کردن مدار تانک مانند مدار تانک نوع CLLC و با استفاده از چندین طبقه مدار تانک در مطالعات بیرانوند و همکاران (۲۰۱۱)، وو و همکاران (۲۰۱۶) و شانگ و وانگ (۲۰۱۸)، وانگ و همکاران (۲۰۱۹) برطرف می‌شوند.

۱۰. نتیجه‌گیری

این مقاله، مروری بر جدیدترین مقالات در مورد مبدل‌های رزونانس مورد استفاده در کاربردهای شارژر خودروهای الکتریکی ارائه می‌دهد. در این طبقه‌بندی مبدل رزونانس، دستورالعمل‌های انتخاب شارژرهای مختلف دو مرحله‌ای مبتنی

بر مبدل رزونانس مورد بحث قرار گرفته است. از توپولوژی‌های مختلف مبتنی بر مبدل رزونانس که در مقالات مورد بحث قرار گرفته‌اند، مشاهده می‌شود که مبدل رزونانس CLLC راندمان خوبی دارد. با این حال، هزینه پیاده‌سازی بالاتر است و مدارها به دلیل وجود عناصر واکنش‌پذیرتر، برای تجزیه و تحلیل پیچیده‌تر می‌شوند. علاوه بر این، طرح‌های مدولاسیون مختلفی که برای شارژرهای مبتنی بر مبدل‌های رزونانس استفاده می‌شوند، مانند فرکانس متغیر، فرکانس ثابت، نوسان خودپایدار و مدولاسیون تغییر فاز خودپایدار، وجود دارد. در میان طرح‌های مدولاسیون مختلف مورد استفاده با شارژرهای مبتنی بر مبدل‌های رزونانس که در مقالات گزارش شده‌اند، طرح مدولاسیون SSPSM کاندیدای خوبی در نظر گرفته می‌شود. اجرای این طرح مدولاسیون منجر به کاهش تلفات هدایت و کاهش اندازه فیزیکی اجزا می‌شود. علاوه بر این، کنترل‌کننده در مورد مبدل رزونانس LLC-CLLC به تفصیل مورد بحث قرار گرفته است. کنترل‌کننده حالت لغزشی خطای ثابت کمتری ($>0.5\%$) دارد و مقدار زمان نشست را کاهش می‌دهد، در نتیجه پاسخ گذرای سیستم را بهبود می‌بخشد. کنترل‌کننده مورد استفاده برای تزریق توان اکتیو (P) و توان راکتیو (Q) در حالت عملکرد V2G به تفصیل شرح داده شده است. برای تبادل توان اکتیو و راکتیو بین خودروی برقی و شبکه، طرح کنترل‌کننده یکپارچه باعث می‌شود عملکرد دینامیکی سیستم سریع‌تر شود. استفاده از دستگاه‌های SiC و GaN در توپولوژی‌های مبتنی بر مبدل رزونانس منجر به بهبود راندمان و چگالی توان شارژرها می‌شود. چالش‌های مرتبط با شارژ خودروهای برقی مبتنی بر مبدل رزونانس برجسته شده و دامنه آینده آنها نیز گنجانده شده است.

- [1] M. M. Jovanović and B. T. Irving, "On-the-fly topology-morphing control—Efficiency optimization method for LLC resonant converters operating in wide input- and/or output-voltage range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 2596–2608, Mar. 2016.
- [2] W. Inam, K. K. Afridi, and D. J. Perreault, "Variable frequency multiplier technique for high-efficiency conversion over a wide operating range," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 335–343, Jun. 2016.
- [3] Y. Wei, Q. Luo, and A. Mantooth, "An LLC converter with multiple operation modes for wide voltage gain range application," in *IEEE Trans.*

Ind. Electron., doi: 10.1109/TIE.2020.3029474.

[4] W. Feng, F. C. Lee, and P. Mattavelli, "Optimal trajectory control of LLC resonant converters for LED PWM dimming," *IEEE Trans. Power*

Electron., vol. 29, no. 2, pp. 979–987, Feb. 2014.

[5] C. Fei, F. C. Lee, and Q. Li, "Multi-step simplified optimal trajectory control (SOTC) for fast transient response of high frequency LLC converters,"

in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2015, pp. 2064–2071.

[6] B. Kim, K. Park, and G. Moon, "Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*,

vol. 59, no. 7, pp. 2992–2997, Jul. 2012.

[7] M. Park, Y. Jeong, R. A. L. Rorrer, D. Choi, and G. Moon, "Hold-up time extension method for LLC resonant converter by detecting operation

region," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 10, pp. 9949–9952,

Oct. 2020.

[8] I. Cho, Y. Kim, and G. Moon, "A half-bridge LLC resonant converter adopting boost PWM control scheme for hold-up state operation," *IEEE*

Trans. Power Electron., vol. 29, no. 2, pp. 841–850, Feb. 2014.

[9] J. Lee, J. Kim, J. Baek, J. Kim, and G. Moon, "Resonant capacitor on/off control of half-bridge LLC converter for high-efficiency server power supply," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 9, pp. 5410–5415, Sep. 2016.

[10] Y. Jeong, G. Moon, and J. Kim, "Analysis on half-bridge LLC resonant converter by using variable inductance for high efficiency and power

density server power supply," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*

Expo., 2017, pp. 170–177.

[11] Y. Jeong, M.-S. Lee, J.-D. Park, J.-K. Kim, and R. A. L. Rorrer, "Holdup time compensation circuit of half-bridge LLC resonant converter for

high light-load efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 12,

pp. 13126–13135, Dec. 2020.

- [12] H. Wu, T. Mu, X. Gao, and Y. Xing, "A secondary-side phase-shiftcontrolled LLC resonant converter with reduced conduction loss at normal operation for hold-up time compensation application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5352–5357, Oct. 2015.
- [13] D. Kim, S. Moon, C. Yeon, and G. Moon, "High-Efficiency LLC resonant converter with high voltage gain using an auxiliary LC resonant circuit," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 6901–6909, Oct. 2016.
- [14] X. Tang, H. Wu, J. Zhao, and Y. Xing, "Family of half-bridge LLC resonant converters with auxiliary switches for hold-up operation," *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 6, pp. 1376–1384, Jun. 2019.
- [15] H. Wang, Y. Chen, P. Fang, Y. Liu, J. Afsharian, and Z. Yang, "An LLC converter family with auxiliary switch for hold-up mode operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 6, pp. 4291–4306, Jun. 2017.
- [16] U. Kundu, K. Yenduri, and P. Sensarma, "Accurate ZVS analysis for magnetic design and efficiency improvement of full-bridge LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 1703–1706, Mar. 2017.
- Hybrid Control Strategy for LLC Converter With Reduced Switching Frequency Range and Circulating Current for Hold-Up Time Operation
- ABB, EV charging solutions. URL <https://new.abb.com/ev-charging>. (Accessed 08 Aug. 2021).
- Adragna, C., De Simone, S., Spini, C., 2008. A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents. In: 2008 TwentyThird Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, pp. 1361–1367.
- Asa, E., Çolak, K., Czarkowski, D., de León, F., Sefa, I., 2013. PII control technique of LLC resonant converter for EVs battery charger. In: 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. pp. 1382–1386.
- <http://dx.doi.org/10.1109/PowerEng.2013.6635816>.
- Bae, S., Gros, S., Kulcsár, B., 2021. Can AI abuse personal information in an EV

fast-charging market? IEEE Trans. Intell. Transp. Syst. 1–11.

Bai, C., Han, B., Kwon, B.-H., Kim, M., 2020. Highly efficient bidirectional series-resonant DC/DC converter over wide range of battery voltages. IEEE Trans. Power Electron. 35 (4), 3636–3650. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2019.2933408>.

Batarseh, I., 1994. Resonant converter topologies with three and four energy storage elements. IEEE Trans. Power Electron. 9 (1), 64–73. <http://dx.doi.org/10.1109/63.285495>.

Beiranvand, R., Zolghadri, M.R., Rashidian, B., Alavi, S.M.H., 2011. Optimizing the LLC–LC resonant converter topology for wide-output-voltage and wide-output-load applications. IEEE Trans. Power Electron. 26 (11), 3192–3204.

Burdio, J., Canales, F., Barbosa, P.M., Lee, F.C., 2001. Comparison study of fixedfrequency control strategies for ZVS DC/DC series resonant converters. In: 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230), Vol. 1. IEEE, pp. 427–432.

Charging, E., Smart electric vehicles charging. URL <https://www.eocharging.com/>. (Accessed 08 Aug. 2021).

Colak, K., Asa, E., Czarkowski, D., 2013. Dual closed loop control of LLC resonant converter for EV battery charger. In: 2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications. ICRERA, pp. 811–815. <http://dx.doi.org/10.1109/ICRERA.2013.6749864>.

Collin, R., Miao, Y., Yokochi, A., Enjeti, P., Von Jouanne, A., 2019. Advanced electric vehicle fast-charging technologies. Energies 12 (10), 1839.

Deng, J., Li, S., Hu, S., Mi, C.C., Ma, R., 2013. Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers. IEEE Trans. Veh. Technol. 63 (4), 1581–1592.

Duerbaum, T., 1998. First harmonic approximation including design constraints. In: INTELEC-Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No. 98CH36263). IEEE, pp. 321–328.

Efaraday, EV charging solutions. URL <https://efaraday.co.uk/>. (Accessed 08 Aug. 2021).

Fang, Z., Cai, T., Duan, S., Chen, C., 2015. Optimal design methodology for LLC resonant converter in battery charging applications based on time-weighted average efficiency. *IEEE Trans. Power Electron.* 30 (10), 5469–5483.

Fang, X., Hu, H., Shen, Z.J., Batarseh, I., 2011a. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 27 (4), 1985–1995.

Fang, X., Hu, H., Shen, Z.J., Batarseh, I., 2011b. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 27 (4), 1985–1995.

Fang, X., Hu, H., Shen, J., Batarseh, I., 2012. An optimal design of the LLC resonant converter based on peak gain estimation. In: 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC, IEEE, pp. 1286–1291.

Ferreira, R.J., Miranda, L.M., Araújo, R.E., Lopes, J.a.P., 2011. A new bi-directional charger for vehicle-to-grid integration. In: 2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies. IEEE, pp. 1–5.

Finkenzeller, M., Poehl, M., Komma, T., 2020. A new approach of resonant converter using large air gap transformer. In: 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications. EPE'20 ECCE Europe, pp. P.1–P.8. <http://dx.doi.org/10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215723>.

Hayes, J.G., Egan, M.G., 1999. A comparative study of phase-shift, frequency, and hybrid control of the series resonant converter supplying the electric vehicle inductive charging interface. In: APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285), Vol. 1. IEEE, pp. 450–457.

He, P., Khaligh, A., 2016. Comprehensive analyses and comparison of 1 kw

isolated DC–DC converters for bidirectional EV charging systems. IEEE Trans.

Transp. Electrification. 3 (1), 147–156.

Huang, D., Lee, F.C., Fu, D., 2011. Classification and selection methodology for multi-element resonant converters. In: 2011 Twenty-Sixth

Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC. pp.

558–565.

Jiang, C., Lei, B., Teng, H., Bai, H.K., 2016. The power-loss analysis and efficiency

maximization of a silicon-carbide MOSFET based three-phase 10kW bidirectional EV charger using variable-DC-bus control. In: 2016 IEEE Energy

Conversion Congress and Exposition. ECCE, pp. 1–6. [http://dx.doi.org/10.](http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2016.7855508)

1109/ECCE.2016.7855508.

Jing, H., Jia, F., Liu, Z., 2018. Multi-objective optimal control allocation for an

over-actuated electric vehicle. IEEE Access 6, 4824–4833.

Khaligh, A., D’Antonio, M., 2019. Global trends in high-power on-board chargers

for electric vehicles. IEEE Trans. Veh. Technol. 68 (4), 3306–3324.

Kim, M., Jeong, H., Han, B., Choi, S., 2018. New parallel loaded resonant

converter with wide output voltage range. IEEE Trans. Power Electron. 33

(4), 3106–3114.

Kisacikoglu, M.C., Bedir, A., Ozpineci, B., Tolbert, L.M., 2012. Phev-EV charger

technology assessment with an emphasis on V2g operation. Oak Ridge Nat.

Lab., Oak Ridge, TN, USA, Tech. Rep. ORNL/TM-2010/221.

Kisacikoglu, M.C., Kesler, M., Tolbert, L.M., 2014. Single-phase on-board bidirectional PEV charger for V2G reactive power operation. IEEE Trans. Smart Grid

6 (2), 767–775.

Kwon, M., Choi, S., 2017. An electrolytic capacitorless bidirectional EV charger for

V2G and V2H applications. IEEE Trans. Power Electron. 32 (9), 6792–6799.

<http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2016.2630711>.

Lazar, J.F., Martinelli, R., 2001. Steady-state analysis of the LLC series resonant

converter. In: APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics

Conference and Exposition (Cat. No. 01CH37181), Vol. 2. IEEE, pp. 728–735.

Lee, B.-K., Kim, J.-P., Kim, S.-G., Lee, J.-Y., 2017. An isolated/bidirectional PWM resonant converter for V2G(H) EV on-board charger. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 66 (9), 7741–7750. <http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2017.2678532>.

Li, H., Bai, L., Zhang, Z., Wang, S., Tang, J., Ren, X., Li, J., 2018b. A 6.6kW SiC bidirectional on-board charger. In: 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC, pp. 1171–1178. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2018.8341164>.

1111

S. Deshmukh (Gore), A. Iqbal, S. Islam et al. Energy Reports 8 (2022) 1091–1113

Li, Y., Han, M., Yang, Z., Li, G., 2021a. Coordinating flexible demand response and renewable uncertainties for scheduling of community integrated energy systems with an electric vehicle charging station: A bi-level approach. *IEEE Trans. Sustain. Energy* 12 (4), 2321–2331. <http://dx.doi.org/10.1109/TSTE.2021.3090463>.

Li, B., Li, Q., Lee, F.C., 2018a. A WBG based three phase 12.5 kW 500 kHz CLLC resonant converter with integrated PCB winding transformer. In: 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC, pp. 469–475. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2018.8341053>.

Li, B., Li, Q., Lee, F.C., Liu, Z., Yang, Y., 2018c. A high-efficiency high-density wide-bandgap device-based bidirectional on-board charger. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* 6 (3), 1627–1636.

Li, G., Sun, Q., Boukhatem, L., Wu, J., Yang, J., 2019. Intelligent vehicle-to-vehicle charging navigation for mobile electric vehicles via VANET-based communication. *IEEE Access* 7, 170888–170906.

Li, H., Wang, S., Zhang, Z., Zhang, J., Li, M., Gu, Z., Ren, X., Chen, Q., 2021b. Bidirectional synchronous rectification on-line calculation control for high voltage applications in SiC bidirectional LLC portable chargers. *IEEE Trans. Power Electron.* 36 (5), 5557–5568. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2020.3027703>.

Li, Z., Xue, B., Wang, H., 2020a. An interleaved secondary-side modulated LLC resonant converter for wide output range applications. *IEEE Trans. Ind.*

Electron. 67 (2), 1124–1135.

Li, H., Zhang, Z., Wang, S., Tang, J., Ren, X., Chen, Q., 2020b. A 300-kHz 6.6-kW SiC bidirectional LLC onboard charger. IEEE Trans. Ind. Electron. 67 (2), 1435–1445.

Liu, X., 2020. Dynamic response characteristics of fast charging station-EVs on interaction of multiple vehicles. IEEE Access 8, 42404–42421.

Liu, C., Wang, J., Colombage, K., Gould, C., Sen, B., 2016. A CLLC resonant converter based bidirectional EV charger with maximum efficiency tracking. In: 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. PEMD 2016, IET, pp. 1–6.

Lv, Z., Yan, X., Fang, Y., Sun, L., 2015. Mode analysis and optimum design of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems. In: 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE, IEEE, pp. 1513–1520.

Metwly, M.Y., Abdel-Majeed, M.S., Abdel-Khalik, A.S., Hamdy, R.A., Hamad, M.S., Ahmed, S., 2020. A review of integrated on-board EV battery chargers: Advanced topologies, recent developments and optimal selection of FSCW slot/pole combination. IEEE Access 8, 85216–85242.

Mohammed, S.A.Q., Jung, J.W., 2021. A comprehensive state-of-the-art review of wired/ wireless charging technologies for battery electric vehicles: Classification/common topologies/future research issues. IEEE Access 9, 19572–19585.

Mude, K.N., Aditya, K., 2019. Comprehensive review and analysis of two-element resonant compensation topologies for wireless inductive power transfer systems. Chinese J. Electr. Eng. 5 (2), 14–31.

Musavi, F., Craciun, M., Gautam, D.S., Eberle, W., Dunford, W.G., 2013a. An LLC resonant DC–DC converter for wide output voltage range battery charging applications. IEEE Trans. Power Electron. 28 (12), 5437–5445.

Musavi, F., Craciun, M., Gautam, D.S., Eberle, W., Dunford, W.G., 2013b. An LLC

resonant DC–DC converter for wide output voltage range battery charging

applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 28 (12), 5437–5445.

Outeiro, M.T., Buja, G., Czarkowski, D., 2016. Resonant power converters: An

overview with multiple elements in the resonant tank network. *IEEE Ind.*

Electron. Mag. 10 (2), 21–45.

Pandey, R., Singh, B., 2019. A power-factor-corrected LLC resonant converter for

electric vehicle charger using cuk converter. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 55 (6),

6278–6286. <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2019.2934059>.

Pinto, J., Monteiro, V., Gonçalves, H., Afonso, J.a.L., 2013. Onboard reconfigurable

battery charger for electric vehicles with traction-to-auxiliary mode. *IEEE*

Trans. Veh. Technol. 63 (3), 1104–1116.

Pod-Point, Electric vehicle guides. URL <https://pod-point.com/guides/vehicles?>.

(Accessed 05 Aug. 2021).

Salem, M., Jusoh, A., Idris, N.R.N., Das, H.S., Alhamrouni, I., 2018. Resonant

power converters with respect to passive storage (LC) elements and control

techniques—An overview. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 91, 504–520.

Salem, M., Yahya, K., 2019. Resonant power converters. In: *Electric Power*

Conversion. IntechOpen.

Severns, R., 1992. Topologies for three-element resonant converters. *IEEE Trans.*

Power Electron. 7 (1), 89–98. <http://dx.doi.org/10.1109/63.124581>.

Shahzad, M.I., Iqbal, S., Taib, S., Masri, S., 2015. Design of a PEV battery

charger with high power factor using half-bridge LLC-src operating at

resonance frequency. In: *2015 IEEE International Conference on Control*

System, Computing and Engineering. ICCSCE, pp. 424–429. [http://dx.doi.org/](http://dx.doi.org/10.1109/ICCSCE.2015.7482223)

[10.1109/ICCSCE.2015.7482223](http://dx.doi.org/10.1109/ICCSCE.2015.7482223).

Shang, M., Wang, H., 2018. A voltage quadrupler rectifier based pulsewidth

modulated LLC converter with wide output range. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 54

(6), 6159–6168.

Shen, Y., Wang, H., Al-Durra, A., Qin, Z., Blaabjerg, F., 2019. A structure reconfigurable series resonant DC–DC converter with wide-input and configurable-output voltages. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 55 (2), 1752–1764.

Siebke, K., Schobre, T., Mallwitz, R., 2019. Comparison of GaN based CLLC converters for EV chargers operating at different switching frequency ranges. In: 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications. EPE '19 ECCE Europe, pp. P.1–P.9. <http://dx.doi.org/10.23919/EPE.2019.8915565>.

Steigerwald, R., 1988. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. *IEEE Trans. Power Electron.* 3 (2), 174–182. <http://dx.doi.org/10.1109/63.4347>.

Tan, X., Ruan, X., 2016. Equivalence relations of resonant tanks: A new perspective for selection and design of resonant converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 63 (4), 2111–2123.

Tanaka, T., Sekiya, T., Tanaka, H., Okamoto, M., Hiraki, E., 2013. Smart charger for electric vehicles with power-quality compensator on single-phase three-wire distribution feeders. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 49 (6), 2628–2635.

Valente, M., Wijekoon, T., Freijedo, F., Pescetto, P., Pellegrino, G., Bojoi, R., 2021. Integrated on-board EV battery chargers: New perspectives and challenges for safety improvement. In: 2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis. WEMDCD. pp. 349–356.

Wang, H., 2015. A hybrid ZVS resonant converter with reduced circulating current and improved voltage regulation performance. In: 2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo. ITEC. pp. 1–8.

Wang, H., Dusmez, S., Khaligh, A., 2013. Design and analysis of a full-bridge LLC-based PEV charger optimized for wide battery voltage range. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 63 (4), 1603–1613.

Wang, H., Dusmez, S., Khaligh, A., 2014a. Maximum efficiency point tracking technique for LLC-based PEV chargers through variable DC link control. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61 (11), 6041–6049.

Wang, H., Dusmez, S., Khaligh, A., 2014b. A novel approach to design EV battery

chargers using SEPIC PFC stage and optimal operating point tracking technique for LLC converter. In: 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference

and Exposition. APEC 2014, pp. 1683–1689. <http://dx.doi.org/10.1109/APEC.2014.6803532>.

Wang, H., Khaligh, A., 2013. Comprehensive topological analyses of isolated resonant converters in PEV battery charging applications. In: 2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo. ITEC. pp. 1–7.

Wang, H., Li, Z., 2018. A PWM LLC type resonant converter adapted to wide output range in PEV charging applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 33 (5), 3791–3801.

Wang, H., Shang, M., Shu, D., 2019. Design considerations of efficiency enhanced LLC pev charger using reconfigurable transformer. *IEEE Trans. Veh. Technol.* 68 (9), 8642–8651.

Williamson, S.S., Rathore, A.K., Musavi, F., 2015. Industrial electronics for electric transportation: Current state-of-the-art and future challenges. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62 (5), 3021–3032.

Wu, H., Li, Y., Xing, Y., 2016. LLC resonant converter with semiactive variablestructure rectifier (SA-VSR) for wide output voltage range application. *IEEE Trans. Power Electron.* 31 (5), 3389–3394.

Xuan, Y., Yang, X., Chen, W., Liu, T., Hao, X., 2021. A novel three-level CLLC resonant DC–DC converter for bidirectional EV charger in DC microgrids. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 68 (3), 2334–2344. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2020.2972446>.

Xue, B., Wang, H., Liang, J., Cao, Q., Li, Z., 2021. Phase-shift modulated interleaved LLC converter with ultrawide output voltage range. *IEEE Trans. Power Electron.* 36 (1), 493–503.

Yang, B., 2003. Topology Investigation of Front End DC/DC Converter for Distributed Power System (Ph.D. thesis). Virginia Tech.

Yang, D., Duan, B., Ding, W., Zhang, C., Song, J., Bai, H., 2020. Turn-off delaycontrolled bidirectional DC–DC resonant converter with wide gain range and

high efficiency. IEEE Trans. Transp. Electrification. 6 (1), 118–130. <http://dx.doi.org/10.1109/TTE.2020.2965326>.

Yang, B., Lee, F., Zhang, A., Huang, G., 2002. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion. In: APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), Vol. 2. pp. 1108–1112.

Yilmaz, M., Krein, P.T., 2013. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. IEEE Trans. Power Electron. 28 (5), 2151–2169.

Youssef, M.Z., Jain, P.K., 2004. A review and performance evaluation of control techniques in resonant converters. In: 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 1. 2004. IECON 2004, IEEE, pp. 215–221.

Youssef, M., Jain, P.K., Zhang, H., 2005. Performance of the resonant converters under the self-sustained oscillation based control techniques. In: 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. IEEE, pp. 2750–2757.

Yuan, J., Dorn-Gomba, L., Callegaro, A.D., Reimers, J., Emadi, A., 2021. A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles. IEEE Access 9, 51501–51518. <http://dx.doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3069448>.

1112

S. Deshmukh (Gore), A. Iqbal, S. Islam et al. Energy Reports 8 (2022) 1091–1113

Yuan, J., Dorn-Gomba, L., Callegaro, A.D., Reimers, J., Emadi, A., 2021. A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles. IEEE Access 9, 51501–51518.

Zeng, J., Zhang, G., Yu, S.S., Zhang, B., Zhang, Y., 2020. LLC resonant converter topologies and industrial applications—A review. Chinese J. Electr. Eng. 6 (3), 73–84.

Zhang, Z., Liu, C., Wang, M., Si, Y., Liu, Y., Lei, Q., 2020. High-efficiency high-power-density CLLC resonant converter with low-stray-capacitance and well-heat-dissipated planar transformer for EV on-board charger. IEEE Trans.

Power Electron. 35 (10), 10831–10851.

Zou, S., Lu, J., Mallik, A., Khaligh, A., 2017a. 3.3 KW CLLC converter with synchronous rectification for plug-in electric vehicles. In: 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, pp. 1–6.

Zou, S., Lu, J., Mallik, A., Khaligh, A., 2017b. Bi-directional CLLC converter with synchronous rectification for plug-in electric vehicles. IEEE Trans. Ind. Appl. 54 (2), 998–1005.

Zou, S., Mallik, A., Lu, J., Khaligh, A., 2019. Sliding mode control scheme for a CLLC resonant converter. IEEE Trans. Power Electron. 34 (12), 12274–12284.
<http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2019.2904456>.

Further reading

Pod-Point, EV charging solutions. URL <https://new.abb.com/ev-charging>. (Accessed 08 Aug. 2021).

.....

Published by Infineon Technologies North America 27703 Emperor Blvd, suite 310

Durham, NC 27703 All Rights Reserved.

[1] Infineon Technologies: ICE2HS01G datasheet,
August 2011.

[2] Infineon Technologies: Design Guide for LLC Converter with ICE2HS01G

[3] Infineon Technologies: 300W LLC Evaluation Board with LLC controller ICE2HS01G, V1.1, August 2011.

.....